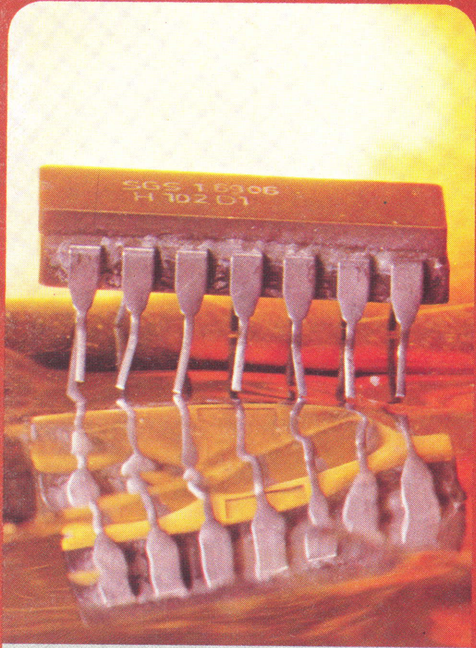
Anno XXV - N. 6 Giugno 1980 - Lire 1.000

RADIORAMA

RIVISTA MENSILE EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA
IN COLLABORAZIONE CON **POPULAR ELECTRONICS**





Confronto tra microprocessori a 8 BIT e microprocessori a 16 BIT

Le nuove norme IHF

Come progettare i circuiti stampati dagli schemi elettrici

Compatibilità tra nastri e registratori a cassette

Convertitore cc/cc miniatura per l'innalzamento della tensione

RADIORAMA

RIVISTA MENSILE DIVULGATIVA CULTURALE DI ELETTRONICA RADIO E TELEVISIONE
EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

RADIORAMA N. 6

Anno XXV -
Giugno 1980
Spedizione in abbonamento postale
Gr. III/70
Prezzo: L. 1.000

Direzione - Redazione
Amministrazione -
Pubblicità:
Radiorama, via Stellone 5,
10126 Torino,
Tel. (011) 674.432
(5 linee urbane)

SOMMARIO

TECNICA INFORMATIVA

TECNICA PRATICA

LE NOSTRE RUBRICHE

6

GIUGNO 1980

DIRETTORE RESPONSABILE: Vittorio Veglia.

DIRETTORE AMMINISTRATIVO: Tomasz Carver.

REDAZIONE: Guido Bruno, Gianfranco Flecchia, Cesare Fornaro, Francesco Peretto, Sergio Serminato, Antonio Vespa.

IMPAGINAZIONE: Giovanni Lojacono, Giorgio Bonis, Adriana Piovano

SEGRETARIA DI REDAZIONE: Rinalba Gamba.

SEZIONE TECNICA COSTRUTTIVA: Scuola Radio Elettra - Popular Electronics.

SEZIONE TECNICA INFORMATIVA: Consolato Generale Britannico; EIBIS - Engineering in Britain; IBM; IRCI - International Rectifier; ITT - Components Group Europe; Philips; S.G.S. - Società Generale Semiconduttori; Siemens.

HANNO COLLABORATO A QUESTO NUMERO: Lorenzo Baiardi, Renata Pentore, Claudio Panero, Angiola Gribaudo, Giuseppe De Martino, Ida Verrastro, Lorenzo Sartoris, Adriana Bobba, Gabriella Pretoto, Mario Durando, Angela Valeo, Filippo Bosso, Andrea Venditti, Giuseppe Picollo.

 ● Pubblicazione autorizzata con numero 1096 dal Tribunale di Torino ● Spedizione in abbonamento postale, gruppo III ● Stampa effettuata dalle Edizioni Piemonte S.p.A., via Marconi, 36 - 12049 Trinità (Cuneo) ● Pubblicità RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino ● Distribuzione nazionale Diemme Diffusione Milanese, via Taormina 28, tel. 68.83.407 - 20159 Milano o RADIORAMA is published in Italy ● Prezzo del fascicolo: L. 1.000 ● Abbonamento semestrale (6 fascicoli): L. 5.500 ● Abbonamento per un anno (12 fascicoli): in Italia L. 10.000, all'estero L. 20.000 ● Copie arretrate, fino ad esaurimento, L. 1.000 il fascicolo ● In caso di aumento o diminuzione del prezzo degli abbonamenti verrà fatto il dovuto conguaglio ● I versamenti per gli abbonamenti e le copie arretrate vanno indirizzati a: SCUOLA RADIO ELETTRA S.p.A. - Redazione RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino (assegno circolare o bancario o cartolina-vaglia), oppure possono essere effettuati sul C.C.P. n. 17742107, Torino.

LE NUOVE NORME
IHF

La più recente normativa per la misura delle caratteristiche degli amplificatori rispecchia i progressi della tecnologia audio e le conoscenze della psicoacustica

I fogli informativi che descrivono le caratteristiche tecniche degli amplificatori sono piú significativi di quanto non lo siano mai stati in passato, grazie alla nuova normativa per la caratterizzazione degli amplificatori approvata qualche tempo fa dall'Istituto per l'Alta Fedeltà americano, meglio noto come IHF dalle iniziali delle corrispondenti parole inglesi Institute of High Fidelity. Tale normativa definisce le condizioni di misura e le procedure riguardanti ogni aspetto delle caratteristiche degli amplificatori che sono ritenute da tale Istituto significative nelle applicazioni per alta fedeltà. In totale la normativa descrive ventotto specifiche.

Affinché la documentazione di un amplificatore di potenza possa fare riferimento alla normativa IHF, è necessario che venga elencato in essa un piccolo numero di specifiche *primarie*:

- Continuous Average Power Output (livello medio della potenza continua di uscita)
- Dynamic Headroom (margine dinamico della potenza di uscita)
- Frequency Response (risposta in frequenza)
- Sensitivity (sensibilità)
- A-Weighted Signal-to-Noise Ratio (rapporto segnale/rumore pesato secondo la curva A).

La documentazione di un preamplificatore deve comprendere i dati relativi alle seguenti caratteristiche:

- Frequency Response (risposta in frequenza)
- Maximum Output Voltage (tensione massima di uscita)
- Total Harmonic Distortion (distorsione armonica totale o THD)
- Sensitivity (sensibilità)
- A-Weighted Signal-to-Noise Ratio (rapporto segnale/rumore pesato secondo la curva A)
- Maximum Input Signal (livello massimo

del segnale di ingresso)

- Input Impedance (impedenza di ingresso).

La documentazione riguardante amplificatori integrati od amplificatori per controllo dovrebbe fornire indicazioni preferibilmente sulle seguenti caratteristiche: livello medio della potenza continua di uscita (comprese le informazioni sulla larghezza di banda nominale, l'impedenza di carico e la distorsione armonica totale); margine dinamico della potenza di uscita; risposta in frequenza; sensibilità; rapporto segnale/rumore pesato secondo la curva A; livello massimo del segnale di ingresso; impedenza di ingresso.

Vi è inoltre un certo numero di caratteristiche *secondarie* che possono essere incluse a discrezione del fabbricante. Esaminiamo dapprima le piú importanti specifiche primarie, quindi passeremo alla descrizione sommaria di alcune caratteristiche secondarie.

PRESCRIZIONI PRIMARIE

Continuous Average Power Output (livello medio della potenza continua di uscita) - Questo dato è stato incluso nella nuova normativa per soddisfare alla "Regola sulla potenza" emanata dalla Federal Trade Commission's o FTC (commissione federale americana per il commercio) nel 1974. Questa regola specifica il livello minimo della potenza continua di uscita che ciascun canale di un amplificatore può erogare ad un certo carico (normalmente 8 Ω resistivi) entro una larghezza di banda assegnata (generalmente compresa fra 20 Hz e 20 kHz) con una certa distorsione armonica totale (in percentuale) quando tutti i canali funzionano contemporaneamente. In tal modo il valore della potenza continua mediamente erogata in uscita fornisce all'eventuale acquirente l'informazione sull'entità della potenza che l'amplificatore è in grado di erogare a lungo termine.

E' ben nota, d'altra parte, una caratteristica di molti amplificatori; precisamente, questi apparecchi sono in grado di erogare una potenza di uscita piú alta per la durata di brevi periodi di quella che possono fornire al carico in modo continuativo. La normativa precedentemente emessa dall'IHF, che è stata adottata fin dal 1966, contemplava due specifiche riguardanti la potenza: potenza continua e potenza dinamica (o musicale) "IHF", entrambe misurate in watt.

La seconda grandezza aveva lo scopo di fornire all'acquirente un'idea di quanta potenza l'amplificatore fosse in grado di erogare per brevi periodi. Per evitare confusioni, la nuova norma IHF specifica solamente il livello medio della potenza continua di uscita, espressa in watt. Per descrivere la capacità dell'amplificatore ad erogare potenza per brevi periodi è stata messa a punto una nuova specifica.

Dynamic Headroom (margine dinamico della potenza di uscita) - Con questa espressione viene indicata una nuova caratteristica degli amplificatori, la quale viene espressa in decibel e rappresenta il livello della potenza di uscita erogata per brevi periodi di tempo rispetto al livello medio della potenza che l'amplificatore può erogare con continuità. Conseguentemente, se un amplificatore è caratterizzato da un margine dinamico della potenza di uscita di 3 dB, esso è in grado di erogare per brevi intervalli di tempo una potenza pari al doppio di quella che può fornire a lungo termine. La caratteristica comune alla maggioranza dei brani musicali ad alta fedeltà, cioè un livello medio del segnale di valore modesto accompagnato da transitori occasionali ad alto livello, rende particolarmente interessante per l'audiofilo questa specifica per i seguenti motivi.

In un sistema tipico per la riproduzione sonora ad uso domestico, è sufficiente un livello medio di potenza continua di uscita erogata agli altoparlanti pari a 1 W o meno per canale per ottenere un livello sonoro normale. La presenza di picchi musicali transitori con livello, per esempio, di 20 dB dà luogo ad una richiesta di potenza all'amplificatore pari a 100 W per canale per pilotare ciascun altoparlante. Se l'amplificatore è in grado di erogare simili livelli di potenza, i picchi del segnale durante i transitori non risulteranno "tosati" e, pertanto, gli altoparlanti potranno generare un suono piacevole e pieno. Se invece l'amplificatore limita i picchi, il suono verrà a mancare di profondità; se poi la limitazione risulta molto accentuata, il suono sarà fortemente distorto.

Come esempio di quanto descritto, consideriamo il caso di un ipotetico sistema al quale venga richiesto di erogare una potenza di uscita di picco pari a 100 W per canale per dar luogo ad una riproduzione musicale indistorta. Due sono i sistemi per ottenere

una potenza di uscita con questo livello: acquistare un amplificatore in grado di erogare una potenza continua di uscita di 100 W per canale, oppure scegliere un amplificatore caratterizzato da un valore della potenza continua di uscita inferiore, ma dotato di un sufficiente margine dinamico della potenza di uscita, tale da consentirgli di raggiungere 100 W per canale durante i picchi. Per esempio, un amplificatore da 50 W per canale (continui) con un margine dinamico di potenza di uscita pari a 3 dB è in grado di erogare i 100 W per canale richiesti per brevi periodi.

Entrambi gli amplificatori forniranno il medesimo livello sonoro, poiché la sensazione auditiva è una funzione del livello medio di uscita. Questo fenomeno risulta evidente nell'audio fortemente compresso che accompagna alcuni annunci pubblicitari televisivi o radiofonici, i quali producono un livello sonoro molto piú alto di quello che si ottiene con i normali brani, poiché il loro livello medio è piú forte. Il livello dei picchi, tuttavia, è il medesimo in entrambi i casi, poiché non deve superare i limiti di modulazione imposti dalla FCC (commissione federale americana per le comunicazioni). A seconda del valore del margine dinamico della potenza di uscita che lo contraddistingue, l'amplificatore di maggior potenza può essere in grado di erogare una potenza di uscita ancora piú alta durante i picchi, ma nelle applicazioni pratiche può non rendersi mai necessario lo sfruttamento di tale potenza. Inoltre, questo amplificatore funzionerà a basso regime per la maggior parte del tempo, erogando la potenza di uscita (continua) per la quale è dichiarato solamente durante brevi periodi di tempo.

Il margine dinamico della potenza di uscita rappresenta in effetti una funzione della bontà di regolazione della tensione fornita dalla sezione di alimentazione agli altri circuiti dell'amplificatore. Un alimentatore tipico per amplificatore può essere costituito da un trasformatore di potenza, da un rettificatore ad onda intera od a ponte e da due condensatori di filtro. Esso è progettato per fornire al circuito a simmetria complementare dell'amplificatore una tensione di uscita bipolare, cioè +V c.c. e −V c.c. La carica fornita ai due condensatori di filtro fluisce alla frequenza di 100 Hz. Quando l'amplificatore viene acceso per la prima volta (ma prima che ad esso venga applicato qualsiasi segnale di ingresso), i condensatori sono caricati fino al raggiungimento di un certo valore di tensione.

In condizione di riposo (assenza di segnale), il rettificatore può erogare una carica piú che sufficiente ai condensatori per compensare quella assorbita dai circuiti dell'amplificatore. In tal modo, le tensioni che si stabiliscono ai capi dei condensatori di filtro, cioè +V c.c. e −V c.c., rimangono costanti (facendo l'ipotesi che l'amplificatore stia funzionando in classe AB oppure in classe B). Tuttavia, quando l'amplificatore viene comandato ad erogare una quantità notevole di potenza di uscita, il rettificatore non è piú in grado di rifornire la carica elettrica ai condensatori alla medesima velocità alla quale tale carica viene assorbita dall'amplificatore. Pertanto i valori delle tensioni +V c.c. e −V c.c. diminuiscono fino a che viene ristabilito l'equilibrio.

Si supponga, ad esempio, che i valori di riposo delle tensioni ai capi dei condensatori siano pari a ± 40 V; ciò significa che l'amplificatore sarà in grado di fornire un segnale sinusoidale di uscita con ampiezza picco-picco di 80 V, pari a 28,3 V efficaci, cioè una potenza continua di 100 W su un carico di 8 Ω. Collegando però un voltmetro ai morsetti dell'alimentazione, si scopre che la tensione è scesa, per esempio, al valore di ± 35 V quando l'amplificatore viene chiamato ad erogare una forte potenza continuativa.

L'amplificatore risulta quindi in grado di fornire un segnale sinusoidale di uscita con ampiezza picco-picco di 70 V, pari a 24,7 V efficaci, che dà luogo ad una potenza di 76,5 W continuativi su un carico di 8 Ω, prima che cominci a limitare la forma d'onda.

Se l'amplificatore in questione viene pilotato mediante brevi impulsi o segnali transitori, in modo che eroghi la massima potenza di uscita, i valori delle tensioni +V c.c. e −V c.c. rimangono al loro valore di riposo. Il basso valore del rapporto fra la parte ad alto livello e quella a basso livello di una simile forma d'onda evita che una notevole quantità di carica venga assorbita dai condensatori. Come risultato si ottiene che all'uscita si può ricavare un segnale sinusoidale con la piena ampiezza picco-picco di 80 V (pari a 100 W su un carico di 8 Ω) senza che si manifesti il fenomeno della tosatura delle creste. Poiché le forme d'onda dei segnali musicali sono simili ai segnali di ingresso ora considerati,

risulta ugualmente possibile ottenere 100 W di potenza di uscita durante i picchi musicali. Un simile amplificatore è quindi caratterizzato da un valore del margine dinamico della potenza di uscita pari a 20 log (28,3 V/24,7 V), 10 log (100 W/76,5 W), cioè pari a 1,16 dB.

Se l'alimentatore di un amplificatore è regolato in modo rigido, sia per mezzo di grossi condensatori di filtro che possono immagazzinare una grandissima quantità di carica, sia servendosi di diodi zener o di appositi circuiti integrati di regolazione e di transistori in serie, sia, infine, tramite una combinazione di entrambe le tecniche, i valori delle tensioni di uscita che tale alimentatore fornisce cambieranno molto poco, se non addirittura per niente, quando esso viene chiamato ad erogare forti intensità di corrente ai circuiti dell'amplificatore. Questo amplificatore sarà caratterizzato da un valore del margine dinamico della potenza di uscita pari a 0 dB. Ciò significa che non vi è piú potenza disponibile durante i picchi di un segnale caratterizzato da una forma d'onda in cui vi è una parte ad alto livello di breve durata (come avviene nei segnali musicali), ma che la potenza rimane uguale a quella che può essere erogata in regime sinusoidale continuativo.

Procedimento di misura - Per rendere significativo il margine dinamico della potenza di uscita da un punto di vista della caratterizzazione di prestazioni nel campo audio, l'IHF ha messo a punto un segnale ed una procedura di misura che riproducono con buona verosomiglianza ciò che accade ad un amplificatore quando è pilotato da segnali musicali. Nella *fig. 1* è mostrata una fotografia della traccia oscillografica prodotta dai primi 60 ms del segnale di misura. Esso comprende 20 cicli di una sinusoide a 1.000 Hz, seguiti da 480 cicli di una sinusoide della medesima frequenza e con ampiezza pari a −20 dB rispetto all'intensità del treno di oscillazioni ad alto livello. Questa forma d'onda si ripete con periodo di 500 ms. E' raro che si verifichino nei segnali musicali picchi con durata superiore a 20 ms (corrispondenti alla porzione ad alto livello di ogni periodo del segnale di prova), e verosimilmente tali transitori si verificano con una frequenza inferiore a due volte al secondo. Il segnale di misura rappresenta quindi una prova piú severa di quella a cui la forma d'onda tipica di un segnale musicale sottopo-

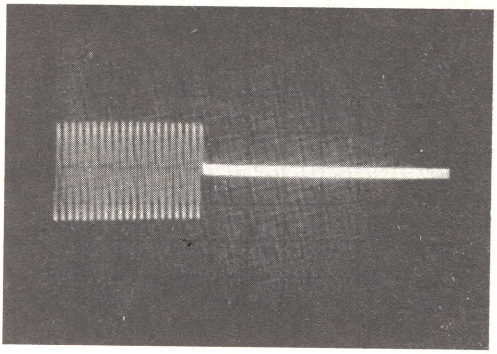


Fig. 1 - Traccia oscillografica dei primi 60 ms del segnale impiegato per la misura del margine dinamico della potenza d'uscita.

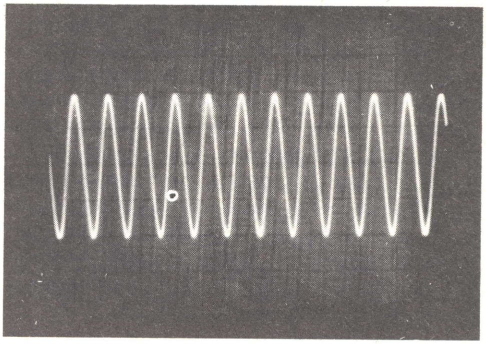


Fig. 2 - L'amplificatore viene pilotato con una sinusoide a 1 kHz, in modo da erogare il livello nominale della potenza d'uscita continuativa.

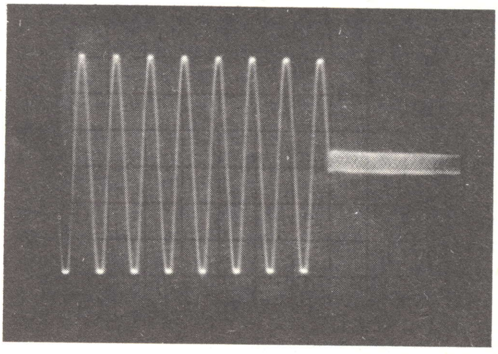


Fig. 3 - La porzione del segnale per la misura del margine dinamico della potenza d'uscita, costituita da un treno di oscillazioni, provoca l'erogazione di una potenza d'uscita superiore a quella nominale.

ne un amplificatore, mentre la frequenza di ripetizione rende piú agevole la misura. La procedura da seguire per effettuare la prova è la seguente.

Un segnale sinusoidale con frequenza di 1.000 Hz è inviato all'ingresso dell'amplificatore, mentre il segnale ottenuto all'uscita viene tenuto sotto controllo mediante un oscilloscopio. Il guadagno dell'amplificatore viene regolato in modo che il livello medio della potenza di uscita sia pari al valore nominale continuativo, quando il carico è uguale a quello nominale. Nella *fig. 2* è mostrato questo segnale di uscita su un oscilloscopio la cui sensibilità verticale è stata posta pari a 10 V al centimetro. Come si può osservare, l'ampiezza della forma d'onda è di 40 V picco-picco, che corrisponde a 25 W su un carico di 8 Ω, cioè alla potenza media continuativa nominale erogata dall'amplificatore sotto misura.

Successivamente, il segnale di prova illustrato nella *fig. 1* è inviato ai morsetti di ingresso di entrambi i canali dell'amplificatore, mentre l'uscita viene controllata con attenzione sull'oscilloscopio. L'ampiezza del segnale di prova è regolata in modo tale che si manifesti appena, nella forma d'onda d'uscita, il fenomeno della limitazione delle creste della sinusoide che forma la parte ad alto livello del segnale (*fig. 3*). Questa parte del segnale di misura amplificata è alta 6 cm, che corrispondono ad un'ampiezza picco-picco di 60 V ai capi del carico da 8 Ω.

E' possibile calcolare a questo punto il valore del margine dinamico MD (in inglese DH) della potenza di uscita utilizzando l'espressione MD = 20 log (V2/V1), in cui V2 rappresenta la tensione picco-picco della porzione ad alto livello del segnale di prova amplificato e V1 la tensione picco-picco del segnale sinusoidale sviluppato dall'amplificatore ai capi del carico nominale, quando la potenza erogata in queste condizioni è pari alla potenza media continuativa nominale. E' anche possibile, in via alternativa, utilizzare i valori efficaci di queste tensioni, oppure inserire nella formula: 10 log (P2/P1), i valori dei due rispettivi livelli di potenza.

Nel caso dell'amplificatore in misura il margine dinamico della potenza di uscita è dato da 20 log (60/40), pari a 3,52 dB. In generale il valore del margine dinamico della potenza di uscita è compreso fra 0 dB, quando l'amplificatore è alimentato con un alimentatore molto ben regolato, e circa 3 dB, quando l'amplificatore è in grado di erogare saltuariamente una potenza pari al doppio della sua potenza continuativa nominale.

Frequency response (risposta in frequenza) - Secondo la nuova normativa, questa misura deve essere effettuata sottoponendo l'amplificatore alle condizioni di misura normalizzate, che sono descritte al completo nella seconda sezione delle nuove norme IHF. La risposta in frequenza di un amplificatore può essere misurata dopo che è stato applicato al suo ingresso un segnale con ampiezza di 0,5 V e dopo aver regolato il suo guadagno in modo che la potenza erogata al carico nominale sia pari a 1 W.

Secondo la normativa precedente, questa prova veniva effettuata regolando il controllo del guadagno dell'amplificatore al massimo, cioè nella condizione piú favorevole per la risposta alle frequenze elevate in un gran numero di amplificatori. Inoltre, la risposta in frequenza deve essere espressa ora come +X, −Y dB rispetto al livello d'uscita dell'amplificatore a 1.000 Hz. Corrispondentemente la risposta di un amplificatore risulta pari a +0, −2 dB da 7 Hz a 70 kHz, invece che essere di ± 1 dB entro il medesimo campo di frequenza. La risposta in frequenza di un preamplificatore fono si presenterà come un errore di equalizzazione in piú od in meno, espresso in decibel rispetto a 1.000 Hz.

Per un preamplificatore i segnali di ingresso devono essere pari a 0,5 V per gli ingressi ad alto livello Aux (ausiliario), Tape (registratore), Tuner (sintonizzatore), a 5 mV per l'ingresso fono per cartuccia a magnete mobile ed a 500 μV per l'ingresso fono per cartucce a bobina mobile. La regolazione del guadagno del preamplificatore dovrebbe essere effettuata in modo da ottenere 0,5 V ai capi del nuovo carico normalizzato che deve essere posto all'uscita del preamplificatore, e precisamente 10 kΩ in parallelo a 1.000 pF; inoltre tutte le regolazioni di tono, dei filtri, ecc. dovrebbero essere disabilitate od almeno poste nella loro posizione nominalmente neutra. Dovrebbero anche essere usate terminazioni normalizzate per gli ingressi, e precisamente 1 kΩ per gli ingressi ad alto livello e fono per cartuccia a magnete mobile e 100 Ω per gli ingressi fono per cartucce a bobina mobile.

Sensitivity (sensibilità) - In passato que-

sta specifica è stata usata per indicare il livello del segnale di ingresso necessario per ottenere all'uscita di un apparecchio il livello nominale di potenza. Secondo la nuova normativa la sensibilità è definita come il livello del segnale di ingresso necessario per ottenere all'uscita dell'apparecchio il livello di riferimento appropriato (0,5 V nel caso dei preamplificatori, 1 W nel caso degli amplificatori) quando l'apparecchio è chiuso con il carico normalizzato.

Questo significa che i valori di sensibilità misurati secondo la nuova normativa risulteranno piú bassi di quelli forniti fino ad oggi, dando l'impressione che la nuova ondata di apparecchiature audio sia molto piú sensibile. Vediamo ora un esempio pratico.

Si consideri il caso di un amplificatore da 100 W che richieda al suo ingresso un segnale di 1 V efficace per erogare la potenza media continuativa nominale, e di un altro amplificatore che richieda il medesimo segnale di ingresso di 1 V efficace per poter erogare la sua potenza media continuativa nominale di 10 W. Secondo le vecchie norme, entrambi gli amplificatori presenterebbero il medesimo valore di sensibilità, pari a 1 V. Tuttavia, valutando la loro sensibilità secondo la nuova normativa, si otterrebbero valori notevolmente differenti, come indicato nelle considerazioni seguenti.

Se un amplificatore, pilotato mediante un segnale sinusoidale, è chiamato ad erogare 100 W su un carico di 8 Ω, esso deve poter sviluppare una tensione di uscita ai capi del carico con ampiezza pari a 28,28 V efficaci. Per una potenza di uscita di 10 W, la tensione è di 8,94 V efficaci; per una potenza di 1 W la tensione di uscita è di 2,828 V efficaci. L'amplificatore da 100 W per canale ha un guadagno di tensione pari a 28,28; ma l'amplificatore da 10 W per canale presenta un guadagno di tensione che è solamente di 8,94. Pertanto, l'amplificatore da 100 W per canale richiede soltanto 0,1 V efficaci per produrre all'uscita il livello di potenza di riferimento, pari a 1 W. L'amplificatore da 10 W per canale, invece, richiede che venga applicato al suo ingresso un segnale con ampiezza di 0,313 V efficaci per produrre il medesimo livello di potenza di uscita, cioè la potenza di riferimento, pari a 1 W.

I nuovi valori di sensibilità dei due amplificatori, valutati secondo le norme IHF, differiscono fra loro per un fattore leggermente superiore a 3, e sono pari, rispettivamente, a 0,1 ed a circa 0,3 volte i "vecchi" valori di sensibilità.

A-Wheighted S/N (rapporto S/R pesato secondo la curva A) - I valori del rapporto segnale/rumore misurati secondo le nuove norme emesse dall'IHF risulteranno differenti da quelli valutati secondo altri metodi per diverse ragioni. Per misurare il valore del rapporto segnale/rumore che caratterizza un certo apparecchio, il costruttore invia generalmente un segnale di ingresso con ampiezza determinata (il valore esatto dell'intensità varia a seconda della procedura adottata dalle varie case) e regola il guadagno dell'apparecchio in modo da ottenere all'uscita il livello nominale. Sostituisce successivamente al generatore di segnali un cortocircuito e misura il valore dell'ampiezza del segnale di uscita. Il valore risultante del rapporto fra l'ampiezza del segnale prodotto all'uscita dell'apparecchio, quando i suoi morsetti di ingresso sono posti in cortocircuito, ed il livello di uscita nominale costituisce il rapporto segnale/rumore.

Nonostante questo procedimento sembri estremamente lineare, diverse sono le variabili che intervengono durante la misura e che possono creare confusione quando le caratteristiche indicate da una casa vengono confrontate con quelle misurate da un'altra ditta. Un problema è costituito dal valore dell'ampiezza del segnale di ingresso utilizzato per far erogare all'apparecchio una potenza pari a quella nominale. Si consideri, per esempio, l'effetto prodotto dal livello del segnale di ingresso sul valore del rapporto segnale/rumore che caratterizza un certo preamplificatore. Alcune ditte eseguono questa prova utilizzando un segnale di ingresso con ampiezza di 2 mV o 3 mV, sufficienti per ottenere dal preamplificatore il livello di uscita nominale quando la regolazione del volume (guadagno) è portata al massimo. Altri costruttori preferiscono inviare all'ingresso fono un segnale con ampiezza di 10 mV, in considerazione del fatto che la maggior parte delle cartucce con magnete mobile generano segnali considerevolmente piú alti durante la riproduzione di passaggi molto forti. La regolazione del volume viene fatta in questo caso in modo da ottenere all'uscita del preamplificatore il livello nominale.

Naturalmente, poiché il livello del segnale inviato all'ingresso del preamplificatore è

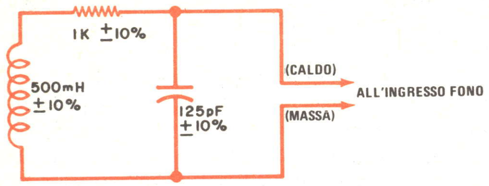


Fig. 4 - Schema elettrico del circuito da collegare agli ingressi fono per cartuccia a magnete mobile del preamplificatore per eseguire le misure di rumore.

piú elevato, è necessario un guadagno piú ridotto per ottenere il livello di uscita nominale dal preamplificatore. Questo fatto comporta un valore piú basso del rapporto segnale/rumore poiché il rumore, di cui la maggior parte è generata nei circuiti di ingresso posti a monte della regolazione del volume, risulterà amplificato in misura inferiore. Inoltre, misurando il rapporto segnale/rumore caratteristico di un certo apparecchio in corrispondenza di un livello della potenza di uscita pari a quello nominale, si rende poco significativo il confronto con il valore del rapporto segnale/rumore di un'altra apparecchiatura, a meno che entrambe le unità non abbiano la medesima potenza di uscita nominale, oppure che un fattore correttivo non venga introdotto per rendere coerenti le due misure.

La nuova normativa cerca di appianare le cose stabilendo che la misura del rapporto segnale/rumore venga effettuata nelle condizioni di misura normalizzate già citate.

Il livello dei segnali di ingresso deve essere pari rispettivamente a 5 mV per l'ingresso fono per cartucce con magnete mobile, a 500 mV per gli ingressi ad alto livello ed a 500 μV per l'ingresso fono per cartucce a bobina mobile. La regolazione del guadagno di un apparecchio deve essere fatta in modo da ottenere sul carico normalizzato il livello di uscita normalizzato opportuno (0,5 V nel caso di un preamplificatore, 1 W nel caso di un amplificatore).

Anche il modo con cui sono terminati i morsetti di ingresso di un'apparecchiatura ha contribuito a complicare le cose. La maggior parte delle misure di rumore è fatta con l'ingresso posto in cortocircuito con la massa. Tuttavia, il valore dell'impedenza vista da un preamplificatore pilotato effettivamente da una cartuccia fonografica non è assolutamente quello corrispondente ad un cortocircuito. I risultati delle misure effettuate, quando all'ingresso di un preamplificatore è collegata una cartuccia fonografica, possono differire considerevolmente da quelli che si ottengono ponendo in cortocircuito i morsetti di ingresso.

Per approssimare l'effetto prodotto da una cartuccia fonografica, la nuova normativa specifica che il circuito mostrato nella *fig. 4* deve essere collegato all'ingresso per cartuccia a magnete mobile di ciascun canale, quando vengono effettuate misure di rumore. Gli ingressi per cartuccia magnetica a bobina mobile devono essere collegati ad un resistore da 100 Ω, mentre gli ingressi ad alto livello devono essere terminati con un resistore da 1 kΩ; è anche prescritto l'uso dei carichi normalizzati.

Un'altra caratteristica molto importante che influisce sul risultato delle misure del valore del rapporto segnale/rumore condotte secondo la nuova normativa è rappresentata dalla pesatura. Il concetto che sta alla base di questa esigenza è costituito dal fatto che non tutti i segnali di rumore producono il medesimo effetto disturbante sull'ascoltatore. Le famose curve di Fletcher-Munson indicano chiaramente che l'orecchio umano, in corrispondenza di bassi livelli di ascolto, è molto piú sensibile alle frequenze intermedie di quanto non lo sia ai bassi e, in misura piú ridotta, ai segnali con frequenza piú alta. La pesatura rappresenta quindi un tentativo di tenere in considerazione questa caratteristica dell'orecchio durante la misurazione di grandezze come il rapporto segnale/rumore. Lo scopo è quello di rendere piú significative le specifiche per quello che riguarda l'effetto auditivo che si verifica in pratica e non per far sembrare piú favorevoli i risultati.

In base al criterio visto, la nuova normativa prescrive l'impiego della curva di pesatura "A" definita dalle norme ANSI ed illustrata in alto nella *fig. 5*. Questa curva corrisponde alla sensibilità presentata dall'orecchio umano ad un livello di ascolto di 40 phon. Essa raggiunge un massimo a circa 2 kHz e decresce (con pendenze differenti) al di sopra ed al di sotto di questa frequenza. La pesatura può venire effettuata inserendo una rete elettrica adatta fra l'uscita dell'apparecchio in prova e lo strumento di misura.

Nella *fig. 5*, in basso, è disegnato lo schema elettrico di una rete RC che fornisce una pesatura secondo la curva "A" e che consen-

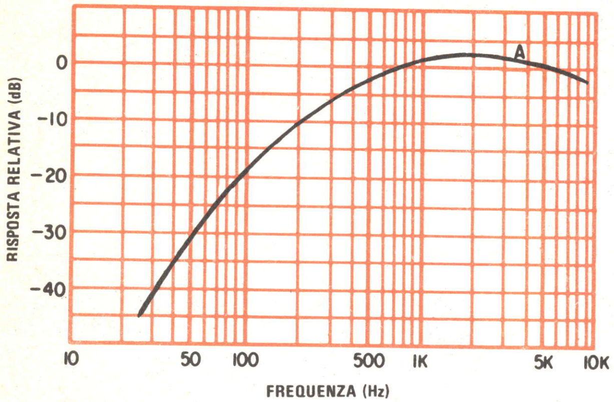
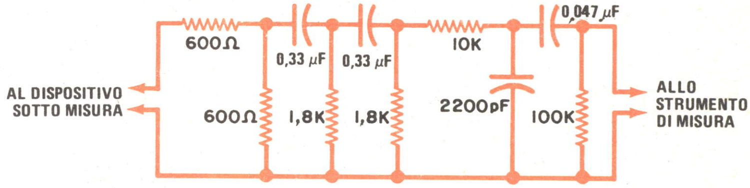


Fig. 5 - La curva di pesatura "A" (a lato) riflette l'andamento della sensibilità uditiva in funzione della frequenza, valutata in corrispondenza di un livello di ascolto di 70 phon. Il circuito mostrato in basso consente di ottenere la pesatura secondo la curva "A", adattando l'impedenza d'uscita di 600 Ω all'elevata impedenza d'ingresso dello strumento di misura.



te anche di adattare un'impedenza di uscita di 600 Ω ad uno strumento di misura (per esempio un voltmetro a valvole) dotato di un'impedenza di ingresso elevata. Se viene impiegato un voltmetro per misurare il livello del rumore, si otterrà un risultato numericamente piú grande se il rumore è composto prevalentemente da segnali con frequenze che cadono nella zona intermedia. Se il rumore è composto soprattutto da ronzio alla frequenza di rete od alla seconda armonica di quest'ultima e da fruscio con contenuto di segnali a frequenze elevate, si otterrà un risultato piú basso.

Total harmonic distortion (distorsione armonica totale o THD) - La nuova normativa cambia la definizione di questa importante specifica. Essa prescrive che lo strumento da utilizzare per la misura della distorsione armonica totale è l'analizzatore di spettro, anziché il vecchio ed affidabile analizzatore di distorsione ad annullamento. Il valore percentuale della distorsione armonica totale viene determinato nel modo seguente.

Mediante un analizzatore di spettro viene misurata l'ampiezza, espressa in volt efficaci, della fondamentale e delle armoniche del segnale che compare ai morsetti d'uscita dell'apparecchio sotto misura. Quindi si elevano al quadrato i valori delle ampiezze delle componenti armoniche, si sommano i risultati e si estrae la radice quadrata del totale. Il numero risultante viene diviso per il valore efficace dell'ampiezza della fondamentale ed il quoziente viene moltiplicato per 100.

Il vecchio metodo per la determinazione della distorsione armonica totale, che si basava sulla lettura dell'indicazione fornita da un normale analizzatore di distorsione, è stato abbandonato poiché il valore di "distorsione" che si otteneva comprendeva anche una certa quantità di rumore residuo.

Il risultato prodotto da un analizzatore di tipo tradizionale viene ora inteso come misura di distorsione armonica totale piú rumore, cioè THD + R. Durante la misura della distorsione con bassi livelli della potenza d'uscita, risultava difficile soddisfare le prescrizioni imposte dalla FTC americana, in base alle quali il valore nominale della distorsione non doveva essere superato con nessun livello di

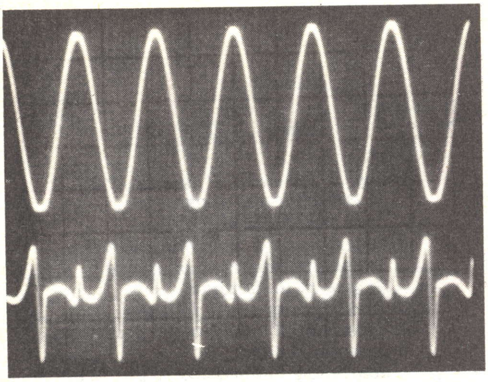


Fig. 6 - Il segnale d'uscita (rappresentato in alto), prodotto dall'amplificatore pilotato in zona di tosatura moderata delle creste del segnale, è affetto da una distorsione armonica totale dell'1%, secondo quanto è indicato da un analizzatore di distorsione, la cui uscita è illustrata nella traccia inferiore.

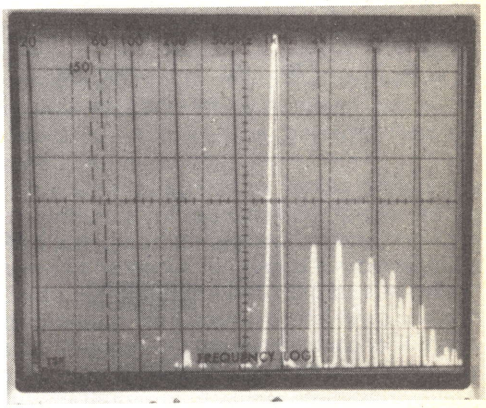


Fig. 7 - Analisi spettrale del segnale d'uscita, prodotto dall'amplificatore, mostrato nella traccia superiore della fig. 6.

potenza compreso fra 0,25 W ed il livello nominale della potenza di uscita continuativo.

Questo problema viene illustrato dal seguente esempio pratico. Si ha un amplificatore pilotato mediante un segnale sinusoidale, il quale eroga un'elevata potenza di uscita, tale che il valore della distorsione armonica totale risulta pari all'1% quando è misurata con un analizzatore di distorsione armonica di tipo tradizionale (tale analizzatore annulla, bilanciandola, la componente fondamentale presente all'uscita dell'amplificatore, e fornisce la misura dell'ampiezza delle rimanenti componenti del segnale). Il segnale presente ai morsetti di uscita dell'amplificatore è mostrato nella traccia oscillografica superiore visualizzata nella *fig. 6*, mentre nella traccia inferiore è visibile il segnale di uscita prodotto dall'analizzatore di distorsione. Il segnale di uscita è stato poi applicato all'ingresso dell'analizzatore di spettro. La componente fondamentale a 1 kHz del segnale di ingresso compare al centro dell'uscita ottenuta con l'analizzatore di spettro, mentre le componenti armoniche compaiono alla destra (*fig. 7*). Il valore calcolato della distorsione armonica totale dell'uscita dell'amplificatore è risultato pari all'1%, comprendendo nel computo, effettuato con il metodo descritto precedentemente, le ampiezze di tutte le armoniche che avevano un livello inferiore a 10 dB al di sotto di quello dell'armonica piú forte (3 kHz). Il valore calcolato della distorsione è risultato in ottimo accordo con quello fornito dalla misura effettuata con l'analizzatore di distorsione tradizionale.

Successivamente il livello del segnale d'ingresso è stato diminuito, in modo da ottenere all'uscita dell'amplificatore una potenza solamente di 0,25 W. Il segnale d'uscita è stato analizzato mediante l'analizzatore di distorsione, ottenendo un risultato dell'1%: evidentemente qualcosa non andava!

Il motivo di questo elevato valore di distorsione è stato svelato inviando tale segnale di uscita a basso livello all'ingresso dell'analizzatore di spettro e tenendo sotto controllo, mediante un oscilloscopio, i segnali di uscita dell'amplificatore e dell'analizzatore

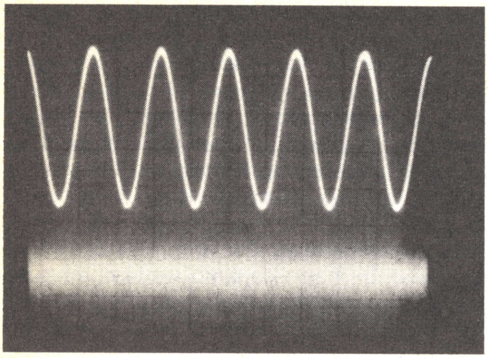


Fig. 8 - Quando la potenza d'uscita erogata dall'amplificatore viene ridotta a 0,25 W (traccia superiore), l'uscita dell'analizzatore di distorsione (traccia inferiore) consiste quasi interamente nel rumore.

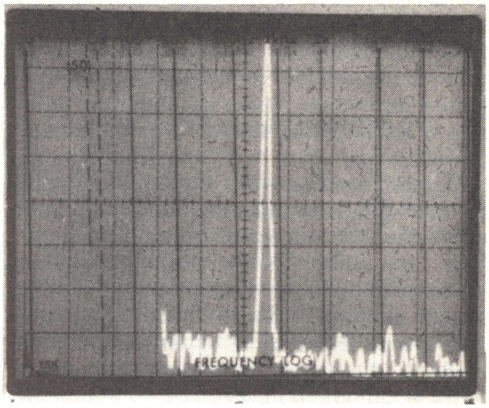


Fig. 9 - L'analisi spettrale dell'uscita a basso livello dell'amplificatore mostra che ogni prodotto di distorsione armonica è cosí basso da risultare mascherato dal tappeto di "erbetta" prodotto dal rumore.

di distorsione (la traccia superiore, che compare nella fotografia dello schermo dell'oscilloscopio mostrata nella *fig. 8*, rappresenta l'uscita dell'amplificatore, con sensibilità verticale aumentata; la traccia inferiore mostra l'uscita prodotta dall'analizzatore di distorsione. Nella *fig. 9* è invece visibile la traccia ottenuta sullo schermo dell'analizzatore di spettro).

L'errato valore di distorsione ottenuto mediante l'analizzatore di distorsione era dovuto in realtà al rumore a basso livello presente all'uscita dell'amplificatore, e non alle componenti armoniche. A questi bassi livelli di potenza, il rumore generato dall'amplificatore risultava inferiore di 40 dB rispetto al livello del segnale di prova amplificato. La distorsione armonica totale, però, risulta decisamente migliore (all'incirca pari a - 70 dB). Evidentemente i prodotti di distorsione erano mascherati dal rumore. Per questo motivo, la nuova normativa definisce il risultato ottenuto con l'analizzatore di distorsione di tipo tradizionale come distorsione armonica totale + rumore.

Input impedance (impedenza d'ingresso) - Di regola l'impedenza d'uscita di un apparecchio audio non è adattata perfettamente all'impedenza d'ingresso dell'apparato al quale esso è collegato. Ad esempio, l'impedenza di uscita di un preamplificatore è normalmente bassa, dell'ordine di poche centinaia di ohm, mentre l'impedenza di ingresso di un amplificatore di potenza è alta, generalmente di decine di chiloohm; tuttavia i due apparecchi sono compatibili fra loro.

Un'eccezione a questa regola è costituita dal collegamento fra il preamplificatore fono e la cartuccia fonografica. La maggior parte delle cartucce a magnete mobile fornisce le prestazioni migliori solamente quando le cartucce stesse riscontrano un valore ben preciso di impedenza all'ingresso del preamplificatore, generalmente pari a 47 kΩ resistivi in parallelo con una piccola capacità. Il valore preciso di quest'ultima varia da una cartuccia all'altra, ma è compreso generalmente in una gamma di valori che va da 200 pF a 500 pF. Se la cartuccia non è collegata al giusto carico, si verificano distorsioni della risposta in

frequenza.

La nuova normativa tiene conto del ruolo critico giocato dall'adattamento dell'impedenza dell'ingresso fono, prescrivendo che il valore dell'impedenza di ingresso venga misurato in corrispondenza di diverse frequenze. Se l'impedenza è tale da poter essere rappresentata con accuratezza da una rete RC di tipo parallelo, è stabilito che vengano dichiarati i valori di R e di C che compongono l'impedenza di ingresso nominale. Se l'impedenza risulta troppo complessa per poter essere rappresentata mediante una semplice rete RC, è necessario fornire il valore del modulo dell'impedenza nominale espresso in ohm e misurato alla frequenza di 1 kHz.

PRESCRIZIONI SECONDARIE

Come già accennato, oltre che le specifiche primarie, la nuova normativa comprende anche un gran numero di prescrizioni secondarie, i cui valori risultanti possono essere aggiunti, tutti od in parte, nell'elenco delle prestazioni nominali a discrezione del costruttore. Molte di queste prescrizioni sono simili a quelle già contenute nelle normative precedenti, e quindi la maggior parte dei lettori conoscerà probabilmente già alcune di esse. Sono state fatte però diverse aggiunte, sviluppate dietro la spinta sia delle nuove tecnologie messe a punto nel campo dell'amplificazione, sia delle ricerche piú recenti compiute nel settore della psicoacustica. Vediamo ora in dettaglio alcune di queste nuove specifiche.

Clipping headroom (margine di potenza prima della tosatura) - La maggior parte delle case costruttrici fornisce valori medi della potenza continuativa di uscita erogata dagli apparecchi da esse prodotti, valutati in corrispondenza di valori di distorsione armonica totale praticamente non rilevabili all'ascolto. Risulta utile tuttavia conoscere qual è il livello di potenza d'uscita al quale l'amplificatore inizia a limitare le creste della forma d'onda, in modo tale da distorcere fortemente (e da essere avvertibile ad orecchio) il segnale d'ingresso. Questo è esattamente il dato fornito dal margine di potenza prima della tosatura e rappresenta il rapporto (espresso in decibel) fra il valore medio della potenza continuativa alla quale l'amplificatore distorce effettivamente la forma d'onda ed il valore medio della potenza continuativa nominale erogata dall'amplificatore.

Damping factor (fattore di smorzamento) - La nuova normativa definisce il fattore di smorzamento come il rapporto fra 8 Ω e l'impedenza d'uscita dell'amplificatore. Il valore dell'impedenza di uscita deve essere misurato ponendo l'amplificatore nella condizione in cui una corrente di intensità normalizzata viene erogata dall'amplificatore stesso al carico, in modo da simulare le condizioni di funzionamento tipiche.

Possono essere forniti i valori di due fattori di smorzamento: quello a larga banda di un amplificatore è il valore minimo del fattore di smorzamento misurato entro la banda utile ai fini della potenza d'uscita; quello a bassa frequenza di un amplificatore viene misurato a 50 Hz, che rappresenta la frequenza di risonanza di un sistema di altoparlanti tipico. Secondo la normativa precedente, il fattore di smorzamento di un amplificatore veniva misurato a 1 kHz. La nuova specifica costituisce un miglioramento, poiché un valore elevato del fattore di smorzamento può essere piú importante nella zona dei bassi che non in quella delle frequenze intermedie, ed il fattore di smorzamento di un amplificatore non è necessariamente costante con la frequenza.

Intermodulation distortion (distorsione d'intermodulazione o IM) - La nuova normativa IHF prevede due metodi per la misura della distorsione di intermodulazione. Secondo il vecchio metodo, venivano inviati all'amplificatore segnali di prova di bassa e di alta frequenza, ed il segnale ottenuto all'uscita veniva sottoposto ad ispezione; se l'amplificatore non si comportava linearmente, il segnale ad alta frequenza presente all'uscita risultava modulato in misura maggiore o minore dal segnale di bassa frequenza. I prodotti di modulazione comparivano in tal caso sotto la forma di segnali con frequenza pari alla somma ed alla differenza delle frequenze all'ingresso. Questo metodo è denominato SMPTE-IM, poiché è stato messo a punto dalla Society of Motion Picture and Television Engineers (Società statunitense degli esperti di televisione e cinematografia).

Ricerche piú recenti, tuttavia, hanno permesso di appurare che l'intermodulazione di due segnali con frequenze relativamente elevate può risultare piú significativa per gli effetti udibili che produce. Il nuovo metodo,

denominato IHF-IM, basandosi su questo risultato, utilizza due segnali di prova con frequenze che vengono fatte variare entro la banda audio, ma sempre mantenute alla distanza di 1 kHz l'una dall'altra. La frequenza intermedia viene fatta variare da 2,5 kHz fino al limite superiore della banda passante entro cui l'amplificatore eroga la sua potenza di uscita nominale.

Tutti i prodotti di intermodulazione fino al quinto ordine, compresi entro la banda da 20 Hz a 20 kHz, sono misurati e combinati, utilizzando un algoritmo simile a quello definito per la valutazione della distorsione armonica totale, per ottenere il valore in percentuale della IHF-IM. Le misure possono essere effettuate in corrispondenza di diversi livelli di potenza, in modo da ottenere una famiglia di curve di distorsione di intermodulazione in funzione della frequenza. Per effettuare il rilevamento della IHF-IM è possibile utilizzare sia un analizzatore di spettro (che rappresenta lo strumento piú conveniente), sia un oscilloscopio (od un voltmetro) abbinato ad un filtro con banda passante variabile.

Specifiche sul transitorio e sulla salita del segnale di uscita - Negli ultimi anni è stata riconosciuta l'importanza rivestita dalla capacità di un amplificatore a rispondere con precisione a transitori musicali di breve durata. Sono state messe a punto due nuove specifiche, cha aiutano a valutare la capacità a riprodurre segnali transitori, e precisamente il Transient overload recovery time (tempo di ripristino dopo un sovraccarico transitorio) ed il Slew factor (fattore di salita).

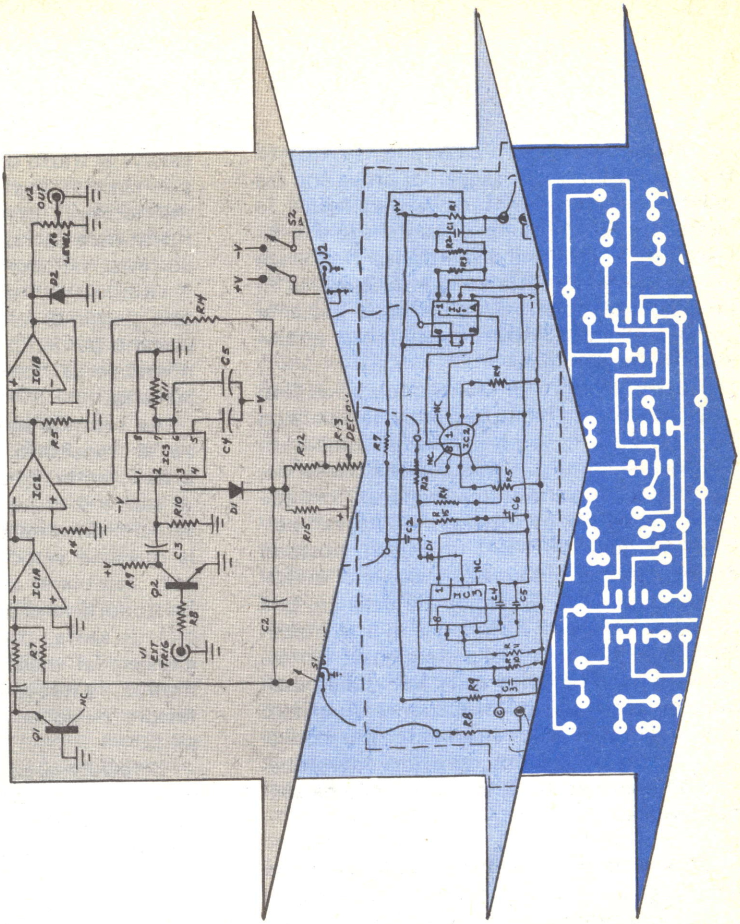
Per misurare il tempo di ripristino dopo un sovraccarico transitorio presentato da un amplificatore viene utilizzato il segnale di prova illustrato nella *fig. 1* (si tratta del medesimo segnale impiegato per effettuare la misura del margine dinamico della potenza di uscita), inviando tale segnale all'amplificatore in prova. L'ampiezza del segnale d'ingresso viene regolata in modo che la parte a basso livello risulta amplificata fino ad un livello di - 10 dB rispetto a quello medio della potenza continuativa d'uscita nominale erogata dall'amplificatore. Ciò significa che la porzione ad alto livello del segnale di prova, della durata di 20 ms, provoca il sovraccarico dell'amplificatore di 10 dB.

Su un oscilloscopio viene osservata la parte del segnale d'uscita immediatamente successiva al tratto discendente, e viene misurato per ciascun ingresso il tempo (espresso in millisecondi) impiegato dall'amplificatore a ripristinare le condizioni di funzionamento corretto, tali che sull'oscilloscopio non risulti visibile alcun segno di distorsione. Il risultato peggiore (cioè il periodo piú lungo necessario per il ripristino) costituisce il tempo nominale di ripristino dopo un sovraccarico transitorio.

La seconda specifica, riguardante la risposta al transitorio, è data dal fattore di salita o slew factor; questo nuovo termine non deve essere confuso con quello piú familiare di velocità di salita (slew rate), che rappresenta la massima velocità con la quale la tensione può cambiare all'uscita dell'amplificatore. Esistono diversi sistemi per misurare la velocità di salita, ma non tutti permettono di giungere al medesimo risultato. Per questo motivo, la nuova normativa fa riferimento al fattore di salita invece che alla velocità di salita.

Il fattore di salita è un rapporto che indica il valore piú alto della frequenza (normalizzato rispetto a 20 kHz) del segnale che può essere inviato all'ingresso di un apparecchio ed ottenuto all'uscita dopo essere stato amplificato, prima che il valore della distorsione armonica totale da cui risulta affetto superi l'1 %. Il valore del fattore di salita viene ottenuto dividendo per 20 kHz la frequenza piú elevata del segnale che soddisfa a queste condizioni. La prova viene condotta inviando un segnale a 1 kHz all'ingresso dell'apparecchio e regolandone l'ampiezza in modo da ottenere all'uscita il livello nominale. L'ampiezza del segnale d'ingresso viene mantenuta a questo valore durante tutta la spazzolata in frequenza verso l'alto. La misura della distorsione armonica viene effettuata secondo il metodo già descritto.

Conclusioni - La nuova normativa emanata dall'IHF dovrebbe risultare molto utile per risolvere le ambiguità incontrate dal possibile acquirente quando effettua confronti fra i valori delle caratteristiche presentate da preamplificatori, amplificatori di potenza ed amplificatori integrati prodotti da differenti case costruttrici. Forse il pregio migliore di questa normativa è costituito dal fatto che le specifiche nominali indicano con maggiore veridicità ciò che si sente effettivamente, consentendo in tal modo al consumatore di compiere una scelta piú cosciente. ★



Molti buoni progetti di apparecchiature elettroniche non sono mai stati realizzati perché i consueti metodi di costruzione dei circuiti stampati sono troppo laboriosi. In questo articolo sarà descritto un sistema per progettare e poi realizzare circuiti stampati, che farà risparmiare molto tempo e molta fatica. Seguendo tale procedimento chiunque avrà la possibilità, servendosi di pochi utensili semplici ed economici, di disegnare e di fabbricare una basetta con circuito stampato all'incirca nel medesimo tempo necessario per costruire il circuito ricorrendo alla realizzazione con collegamenti da punto a punto.

Fase iniziale - Dopo che il progetto del circuito è stato portato a termine, si monti il dispositivo servendosi di basette perforate e se ne controlli il funzionamento con molta attenzione; solo quando si è completamente soddisfatti del funzionamento del circuito è possibile disegnare uno schema elettrico definitivo.

Per illustrare il procedimento di preparazione della guida per l'incisione e la foratura si utilizzerà come modello il circuito elettrico disegnato nella *fig. 1*; per comprendere il funzionamento del circuito si veda l'inserto "come funziona" di pag. 19.

Si sovrapponga un foglio di carta da ricalco sul disegno del circuito elettrico oppure se ne faccia una fotocopia. Si cominci quindi la tracciatura del circuito stampato disegnando i circuiti integrati, cosí come appaiono fisicamente, con i piedini rivolti verso l'osservatore. E' possibile sia lavorare direttamente su carta millimetrata, dimensionando e spaziando le tracce in funzione dei componenti specifici che si intende impiegare, sia utilizzare un semplice foglio di carta bianca.

Il passo successivo consiste nel disegnare gli altri componenti che devono essere sistemati vicino all'integrato. A mano a mano che si disegnano questi componenti e si completano le diverse connessioni, si annoti il lavoro svolto marcando lo schema elettrico riportato sul foglio di carta da ricalco oppure sulla fotocopia. Si tenga presente che per

COME PROGETTARE CIRCUITI STAMPATI DA SCHEMI ELETTRICI

Un procedimento semplice ed economico che semplifica la realizzazione dei circuiti stampati

ogni collegamento è necessario riportare un cerchietto. Per esempio, ciascuno dei piedini 6 e 7 di IC3 ed il reoforo superiore di R11 nella *fig. 1* devono recare indicato un cerchietto (ved. *fig. 2*).

Se non è possibile tracciare qualche linea di collegamento senza intersecare tracce precedentemente disegnate, si cerchi di modificare la disposizione dei componenti ed eventualmente anche quella delle linee già tracciate in modo da eliminare gli incroci. Se però, dopo tentativi ripetuti, non si riesce a togliere le intersezioni di tracce differenti, sarà necessario ricorrere a ponticelli di scavalcamento; per far ciò si disegnano due cerchietti ed una linea contrassegnata con la lettera "p" per ciascun ponticello che si deve introdurre. Non si esiti ad utilizzare ponticelli tutte le volte che ciò è necessario; una basetta per circuito stampato di dimensioni medie può contenere normalmente anche dieci o venti ponticelli.

Mentre le tracce che collegano i componenti non possono essere incrociate senza fare uso di ponticelli, le linee possono passare fra le "piazzuole" nelle zone che verranno occupate da resistori, condensatori, diodi, ecc., poiché i componenti e le tracce di collegamento verranno a trovarsi su facce opposte della piastra; ciò avviene, per esempio, nel caso della linea di distribuzione della tensione di alimentazione negativa, che passa fra le piazzuole per R4, R5 e D1 nella *fig. 2.*

I collegamenti fra la piastra su cui è riportato il circuito stampato ed i componenti esterni (J1, S1, R13, R6) sono disegnati nella figura come linee curve che hanno origine da piazzuole disposte sulla guida e terminano in corrispondenza dei componenti esterni relativi. Si osservi anche che tutti i componenti disposti sulla guida per il circuito stampato sono identificati, ed utilizzano a tal fine sia simboli letterali (IC1, R2, D1, ecc.) sia i valori dei componenti medesimi (10 μF, 100 K, ecc.).

Nella maggior parte dei casi si scoprirà che la disposizione fisica dei componenti sulla guida è molto simile a quella dei com-

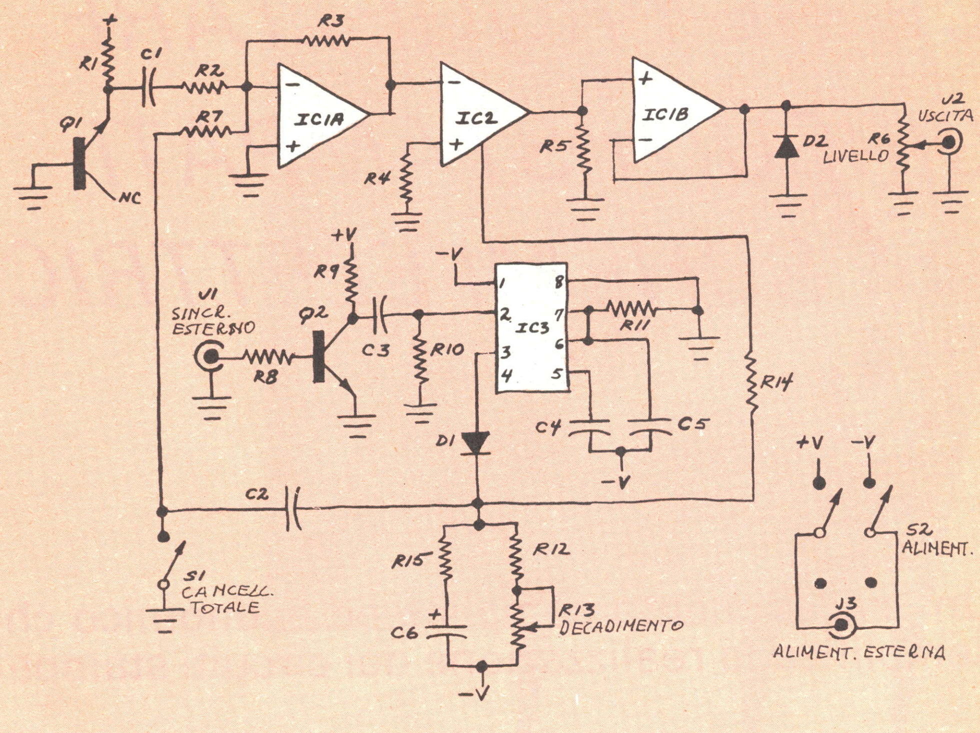


Fig. 1 - Esempio di circuito per il quale si vuole realizzare il circuito stampato. Si veda l'inserto "Come funziona" per quanto riguarda i dettagli circuitali.

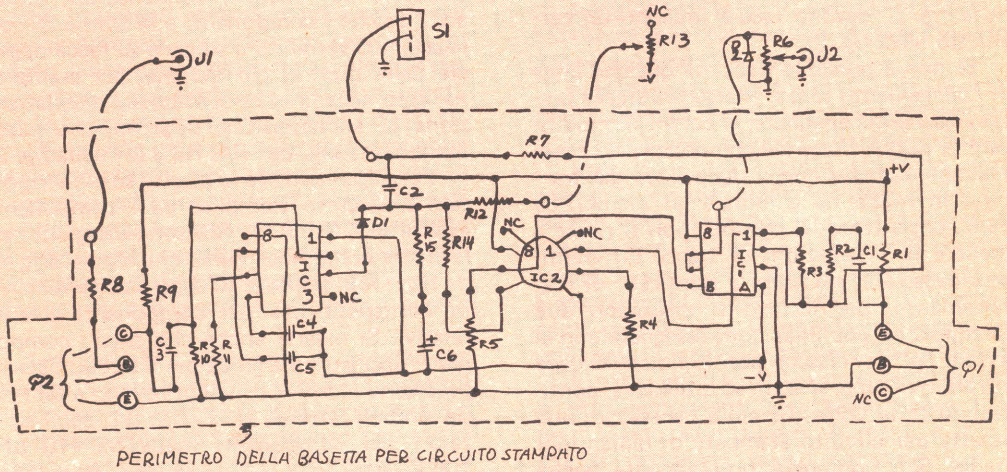


Fig. 2 - Si ridisegni il circuito secondo la disposizione fisica che i vari componenti assumeranno.

ponenti cosí come sono disegnati nello schema elettrico. Si può verificare che è valido quanto ora precisato confrontando la *fig. 1* con la *fig. 2.*

A questo punto è consigliabile montare ancora una volta il circuito su basette, seguendo scrupolosamente la disposizione appena decisa. Si dia alimentazione al circuito e se ne controlli attentamente il funzionamento. In qualche raro caso può rendersi necessario modificare la disposizione di alcuni componenti ed eventualmente rifare qualche traccia per eliminare effetti indesiderati. Per esempio, in circuiti audio caratterizzati da un guadagno molto elevato, può essere desiderabile disporre gli ingressi e le uscite il piú lontano possibile fra loro in modo da evitare che si verifichi qualsiasi fenomeno di controreazione. Inoltre, in circuiti per VHF e per UHF può essere utile ridurre al minimo la lunghezza dei collegamenti e la distanza fra i componenti per evitare perdite eccessivamente elevate di segnale e per diminuire le possibilità di interazioni. Dopo aver terminato questo lavoro si può procedere alla fase finale di disposizione dei componenti.

Fase finale - La fase finale delle operazioni per la preparazione della guida per l'incisione e la foratura consiste essenzialmente nel ridisegnare la disposizione già decisa in forma approssimata, facendo attenzione ora alle dimensioni esatte dei componenti che si vogliono utilizzare. E' possibile tracciare la disposizione direttamente su carta millimetrata, che sarà utilizzata come guida per praticare i fori e per trasferire sulla piastra vergine per circuito stampato semplici circuiti, servendosi di una apposita penna per resist. Volendo eseguire lavori piú complicati e critici, è consigliabile applicare (con nastro adesivo) un foglio di mylar trasparente alla carta millimetrata ed utilizzare gli appositi accessori per la preparazione dei circuiti stampati (collegamenti per circuiti integrati, nastri, ecc.), per la realizzazione della guida. Tale guida può essere quindi utilizzata direttamente per esporre piastre vergini per circuito stampato su cui è stato depositato fotoresist positivo. Nel seguito dell'articolo si farà soprattutto riferimento all'uso della guida di carta; le guide realizzate in film di mylar vengono adoperate nel modo tradizionale.

A mano a mano che si procede nella progettazione della disposizione dei componenti, si abbia cura di annotare i progressi compiuti o sulla brutta copia della guida oppure su un pezzo di carta da ricalco incollata sulla guida provvisoria.

Nella tabella di pag. 20 sono riportati in dettaglio i valori tipici della spaziatura fra i centri delle piazzuole per i reofori dei componenti e le distanze fra le piste in rame. Per i componenti non riportati nella tabella, si rilevino le dimensioni direttamente dai componenti effettivi che si intende utilizzare nel montaggio.

Quando lo studio definitivo della disposizione è terminato in ogni suo particolare, si indichino le posizioni di ogni componente con designazioni ed orientamenti schematici.

COME FUNZIONA

Il transistore Q1 funziona come generatore di rumore, producendo un segnale che costituisce una approssimazione costante di rumore bianco; il segnale è inviato tramite C1 all'ingresso dell'amplificatore sommatore IC1A.

Un impulso di trigger positivo applicato a J1 viene inviato alla base di Q2, dove viene invertito e trasferito, tramite C3, al piedino 2 del monostabile IC3, funzionante come temporizzatore. L'impulso invertito mette in azione IC3 che genera un impulso di uscita positivo, della durata di 0,25 s, che è inviato all'ingresso di IC1A e provoca anche la carica rapida di C6 attraverso R15. Il condensatore C6 inizia immediatamente a scaricarsi secondo una curva esponenziale che dipende dai valori di R12 e R15 e dalla regolazione del controllo DECADIMENTO costituito da R13.

Il diodo D1 risulta polarizzato inversamente in seguito alla diminuzione del potenziale ai capi di C6, isolando in tal modo l'uscita di IC3, che tenderebbe a mantenere la carica completa in C6. In questo modo viene generato un inviluppo di tensione caratterizzato da un tempo di attacco molto veloce e da un tempo di distacco con decadimento esponenziale regolabile, che è utilizzato per regolare il guadagno dell'amplificatore di trasconduttanza IC2.

Il guadagno di IC2 è controllato dal livello dell'inviluppo di tensione e dal valore di R14. L'uscita di IC2 è costituita da una combinazione del segnale di rumore e dell'impulso proveniente da IC3 (un suono simile al colpo di un bastoncino su un tamburo), il cui inviluppo di tensione rappresenta la tensione di controllo descritta precedentemente. Il resistore R5 costituisce il carico di IC2. Il circuito integrato IC1B disaccoppia il segnale e D2 limita la porzione negativa del segnale all'uscita di IC1B in modo da produrre un effetto sonoro realistico. Il potenziometro R6 serve per consentire la regolazione del livello di uscita.

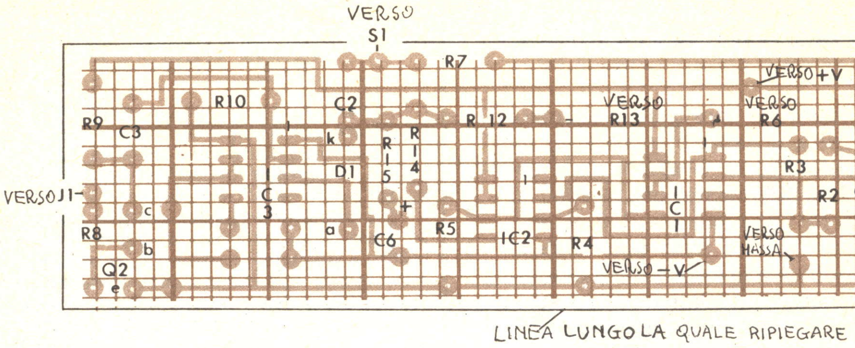


Fig. 3 - Ecco come si deve presentare un lavoro eseguito esattamente in scala. Risulta conveniente utilizzare carta millimetrata per poter collocare le piazzuole con precisione.

Si veda la *fig. 3* per i particolari di, questa fase.

La costruzione del circuito stampato - Si ritagli e si ripieghi la guida definitiva come è illustrato nella *fig. 4.* Si tagli quindi la piastra vergine per circuito stampato nelle esatte dimensioni della guida ripiegata e si elimini qualsiasi sbavatura dai bordi servendosi di una lima.

Si ripieghi la guida avvolgendo la piastra vergine con il lato ramato disposto direttamente sotto la guida e se ne fissino le alette sul lato privo di rame della basetta, mediante nastro adesivo *(fig. 5).*

Si marchi leggermente la piastra vergine del circuito stampato in corrispondenza dei centri di ogni foro con un punzone appuntito o un punteruolo e si trapanino poi sia la guida sia la basetta in tutti i punti in cui è previsto un foro.

Dopo aver praticato tutti i fori, si tolga la

DIMENSIONI TIPICHE PER CIRCUITI STAMPATI

COMPONENTE	SPAZIATURE
Resistore da 1/4 W, diodo per segnale	10 mm circa fra i reofori
Resistore da 1/2 W, diodo rettificatore di potenza	12,5 mm circa fra i reofori
Condensatori a disco	7,5 mm circa fra i reofori
Condensatori elettrolitici con reofori radiali	5 mm circa fra i reofori
Altri resistori, condensatori	Misurare la spaziatura
Transistori (piccoli segnali)	5 mm circa fra i reofori
Circuiti integrati DIP con 18 piedini al massimo	2,5 mm circa fra i piedini, 7,5 mm circa fra le file di piedini
Circuiti integrati DIP con piú di 18 piedini	2,5 mm circa fra i piedini, 15 mm circa fra le file di piedini
Distanza fra tracce in rame	1,25 mm minimo, 2,5 mm circa normale
Spaziatura fra le piazzuole per i componenti	1,25 mm minimo, 2,5 mm circa normale

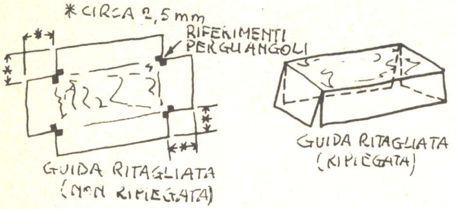


Fig. 4 - E' conveniente tagliare e ripiegare la guida definitiva come è illustrato in questa figura.

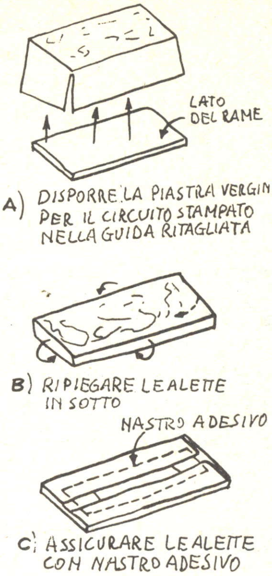


Fig. 5 - Sono qui illustrate le tre fasi del lavoro finale: in A) si ricopre la basetta vergine per circuito stampato con la guida ritagliata, in B) si ripiegano le alette in sotto, fissando poi il tutto con nastro adesivo (C).

guida dalla basetta facendo molta attenzione e si conservi la prima per successivi controlli. Si ripulisca a fondo la basetta per circuito stampato servendosi di una paglietta di lana di acciaio numero 00 (non si utilizzi assolutamente la paglietta già impregnata di sapone). Dopo che la piastra è stata ben pulita, si abbia cura di maneggiarla solamente tenendola per i bordi.

La configurazione di piazzuole e di piste di collegamento esistente sulla guida può essere facilmente riprodotta sulla basetta vergine servendosi di una penna per resist, poiché i fori praticati sono di aiuto. Nella maggior parte dei casi è possibile tracciare il percorso di resist servendosi solamente della penna per resist e lavorando a mano libera. Se il disegno è abbastanza complicato e comprende numerosi circuiti integrati, si possono accelerare le operazioni utilizzando le piazzuole trasferibili e riempiendo con la penna per resist (lavorando a mano libera) le tracce di collegamento e le piazzuole per i componenti discreti. Durante questa fase si badi bene di ricoprire con resist le aree intorno ai fori affinché il rame in eccesso non venga rimosso durante l'incisione.

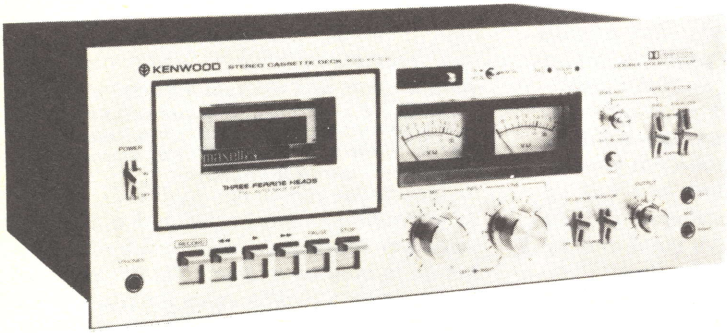
Quando il lavoro di tracciamento del disegno sulla basetta vergine per circuito stampato è terminato, si confronti attentamente il risultato con la guida definitiva di tracciamento: le due figure devono apparire identiche. Se è stato fatto un errore, è possibile correggerlo cancellando con una comune gomma da matita e depositando nuovo resist.

Si versi un po' di attacco per rame per circuito stampato (cloruro di ferro o persolfato di ammonio) in una bacinella di plastica o di vetro per una altezza di circa 6,5 mm. Si immerga la basetta vergine nella bacinella, con il lato ramato rivolto verso il basso, e si agiti lentamente la soluzione facendo oscillare la bacinella. Si controllino periodicamente i progressi fatti dall'attacco sollevando con attenzione una estremità della basetta servendosi di uno stuzzicadenti. Quando il processo di incisione è completato, tutta la copertura di rame risulterà asportata dalle zone non ricoperte con l'inchiostro protettivo. A questo punto si può togliere la basetta con il circuito stampato dalla soluzione e sciacquarla accuratamente sotto un getto di acqua (si elimini l'attacco per rame già impiegato, senza conservarlo per una ulteriore utilizzazione).

Si tolga ora l'inchiostro protettivo dal percorso in rame che rimane sulla basetta, servendosi di polvere abrasiva e lana di acciaio e lavorando sotto l'acqua corrente. Si asciughi quindi la basetta con un fazzoletto di carta.

A questo punto non resta che sistemare e saldare al loro posto i componenti che devono essere montati sulla basetta; si utilizzi la guida definitiva per controllare la disposizione e l'orientamento dei componenti stessi. ★

REGISTRATORE A CASSETTA KENWOOD MOD. KX 1030



Un registratore con regolazione del livello di premagnetizzazione, due oscillatori di prova e commutatori per l'adattamento preciso dell'equalizzazione e della premagnetizzazione a qualsiasi tipo di nastro.

Il Mod. KX-1030 della Kenwood è un registratore a cassette a caricamento frontale equipaggiato con un unico motore in corrente continua, regolato elettronicamente, che muove sia il rullo di trascinamento del nastro sia i perni per l'avanzamento della cassetta. Poiché l'apparecchio ha tre testine, esso consente l'effettivo controllo del segnale registrato sul nastro nel corso della registrazione stessa. Una regolazione fine del livello di premagnetizzazione, il cui comando è sistemato sul pannello frontale, consente, con l'aiuto di due oscillatori di prova incorporati nell'apparecchio, di ottimizzare la premagnetizzazione per qualsiasi genere di nastro.

Un sistema per il controllo immediato della registrazione che sia realmente efficiente richiede circuiti Dolby completamente separati per la registrazione e per la riproduzione, in modo che essi possano essere contemporaneamente in funzione; il registratore KX-1030 ha effettivamente questi circuiti sdoppiati. L'apparecchio è inoltre equipaggiato con un sistema di "riavvolgimento a memoria" che arresta automaticamente il riavvolgimento del nastro quando il contatore raggiunge la posizione 000, che può essere preventivamente predisposta in un punto qualunque del nastro. Al termine del nastro, qualunque sia il tipo di movimento selezionato, l'apparec-

chio si arresta automaticamente e tutti gli organi meccanici tornano in posizione di riposo. Commutatori posti sul pannello frontale permettono di far variare indipendentemente equalizzazione e livello di premagnetizzazione (che è anche regolabile in modo fine); sono previste posizioni per nastri al biossido di cromo, all'ossido ferrico ed al ferrocromo.

Il pannello frontale di questo registratore ha rifiniture dai riflessi dorati e manopole metalliche intonate; il suo aspetto è cioè del tutto analogo a quello di altri apparecchi della stessa Casa.

L'apparecchio è largo 43 cm, alto 16,5 cm e profondo 32,5 cm; il suo peso è di 7,5 kg ed il prezzo di vendita si aggira intorno alle 800.000 lire.

Descrizione generale - Il meccanismo di trascinamento del nastro è sistemato sulla parte sinistra dell'apparecchio; lo sportello di caricamento, incernierato in basso, porta all'interno una guida in cui si infila la cassetta. Lo sportello può essere facilmente rimosso per poter accedere alle testine ed ha una finestra trasparente attraverso la quale si può vedere quasi tutta la superficie della cassetta. I comandi per il sistema di trascinamento sono allineati al di sotto dello sportello e consistono, come per molti altri apparecchi, in leve tipo "tasto di pianoforte". A differenza di quanto accade in altri registratori, lo sportello della cassetta del Mod. KX-1030 non si apre premendo il tasto di STOP od un altro tasto; occorre invece premere la parte superiore dello sportello e successivamente rilasciarla (nell'angolo in alto a sinistra dello sportello è infatti scritta la parola PUSH, cioè "spingere"). E' comunque impossibile aprire lo sportello se il nastro non è stato prima arrestato.

Un interruttore a levetta (POWER), posto alla sinistra dello sportello per la cassetta, serve ad alimentare l'apparecchio; sotto ad esso è sistemata la presa per la cuffia stereofonica, del tipo a jack.

La zona centrale del pannello frontale è occupata da due ampi strumenti di misura, tra i quali è sistemato un LED rosso che indica i picchi di segnale (PEAK). Al di sopra degli strumenti di misura vi sono il contatore del nastro, il pulsante per il sistema di riavvolgimento a memoria, un LED rosso che segnala quando l'apparecchio è in registrazione ed un indicatore verde per il sistema Dolby. Al di sotto degli strumenti di misura sono invece sistemati i comandi del livello in registrazione; essi consistono in due coppie di manopole coassiali, di ragguardevoli dimensioni; una coppia agisce sull'ingresso microfonico e l'altra sull'ingresso ad alto livello. Le due manopole di ciascuna coppia hanno un accoppiamento a frizione, che permette la regolazione separata del livello di ciascun canale. Alla destra delle manopole vi sono commutatori a leva che comandano il sistema Dolby e le connessioni con il resto dell'impianto (MONITOR). Quest'ultimo commutatore invia verso le uscite ad alto livello (LINE) che si trovano sul retro dell'apparecchio il segnale che proviene dall'ingresso selezionato mediante il commutatore d'ingresso (posizione SOURCE), oppure il segnale proveniente dall'amplificatore di riproduzione (posizione TAPE). Vicino ai commutatori vi è anche una coppia di manopole coassiali che regolano il livello d'uscita in riproduzione (OUTPUT) ed una coppia di prese jack per il collegamento di microfoni dinamici a media impedenza (MIC).

Nella parte superiore destra del pannello frontale vi sono due commutatori per la selezione del tipo di nastro (TAPE SELECTOR) che permettono la scelta separata del livello di premagnetizzazione (BIAS) e della equalizzazione (EQUALIZATION) fra tre diverse posizioni, corrispondenti ai nastri al biossido di cromo (CHROME), ai nastri all'ossido di ferro (NORMAL) ed ai nastri al ferro-cromo (RESERVE). Alla sinistra del selettore della premagnetizzazione vi sono due piccole manopole coassiali che variano separatamente il livello di premagnetizzazione sui due canali intorno al valore nominale, scelto mediante il commutatore BIAS. Al di sotto delle manopole vi è un pulsante contrassegnato con la dicitura OSC.

Per ottimizzare il livello di premagnetizzazione per un determinato nastro, l'apparecchio deve essere predisposto per la registrazione, con il comando del livello d'uscita portato al massimo; il pulsante OSC deve quindi essere abbassato ed il commutatore MONITOR va portato sulla posizione TAPE. Gli oscillatori interni del registratore generano alternativamente toni a 400 Hz ed a 10 kHz, per intervalli della durata di circa 1 s. La spia rossa contrassegnata con la scritta REC si illumina quando è in azione l'oscillatore a 10 kHz e resta invece spenta quando è presente il tono a 400 Hz. Gli stru-

menti di misura indicano alternativamente il livello d'uscita in riproduzione corrispondente a questi due segnali. Quando la premagnetizzazione è regolata correttamente, i due segnali d'uscita hanno lo stesso livello e le lancette degli strumenti non si spostano quando si passa dall'uno all'altro. Con un nastro di non eccellente qualità (a causa della presenza di brevi evanescenze, ecc.) si osserverà qualche fluttuazione sul livello del segnale a piú alta frequenza, ma il suo valore medio deve essere pari a quello del segnale a 400 Hz. Se ciò non accade, le manopole per la regolazione della premagnetizzazione vanno ruotate, separatamente per ciascun canale, sino a quando l'indicazione degli strumenti di misura non varia piú al cambiare dei segnali. Se il segnale a 10 kHz dà un livello maggiore di quello a 400 Hz, la manopola va ruotata in senso orario per aumentare il livello di premagnetizzazione e ridurre la risposta alle alte frequenze; se invece il segnale d'uscita a 10 kHz risulta piú basso, la manopola va ruotata in senso antiorario, cosí da ridurre il livello di premagnetizzazione.

La struttura a tre testine adottata dalla Kenwood nel suo Mod. KX-1030 sfrutta una testina composta che serve per la registrazione e la riproduzione; in questa testina speciale sono contenute in un singolo involucro due distinte testine, con traferri separati e paralleli; il tutto è sufficientemente piccolo da entrare nella fessura di accesso sul fronte della cassetta.

Misure di laboratorio - Sul foglio delle caratteristiche del registratore Kenwood Mod. KX-1030 sono elencati i tipi di nastro usati per determinare i valori dei parametri indicati. Essi sono il nastro TDK SD (per la posizione NORMAL), TDK SA (per la posizione CHROME) e Sony Ferrichrome (per la posizione RESERVE). Durate le prove si è fatto uso di questi nastri per controllare le prestazioni del registratore, ad eccezione del nastro TDK SD che non è piú in produzione; in sua vece è stato usato il nastro all'ossido di ferro Scotch Dynarange che è abbastanza simile al primo.

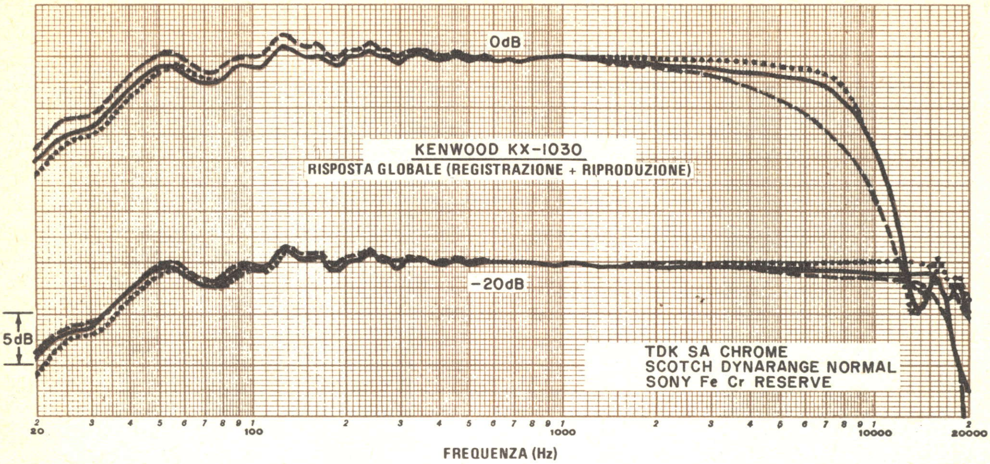
Considerata la facilità con cui il registratore Mod. KX-1030 può essere adattato a qualsiasi tipo di nastro, si è misurata la risposta globale in frequenza (registrazione piú riproduzione) con quindici diversi tipi di nastro. Le differenze tra le risposte misurate sono risultate minime; questo conferma che l'apparecchio può essere regolato in modo da dare risultati perfettamente soddisfacenti con la quasi totalità dei nastri oggi in commercio.

La risposta in frequenza in riproduzione (con i commutatori in posizione NORMAL e 120 us) è stata misurata usando un nastro di prova TDK AC-337; essa è risultata compresa entro +1 dB e -2 dB in tutto il campo di frequenza coperto dal nastro, che va da 40 Hz a 12,5 kHz. La riposta con il commutatore in posizione 70 us è stata invece misurata con un nastro Teac 116 SP ed è risultata compresa entro +1,5 dB e -2 dB nel campo di frequenza coperto dal nastro, cioè da 40 Hz a 12,5 kHz. La risposta in frequenza globale (registrazione piú riproduzione) misurata con livello di registrazione di -20 dB è apparsa praticamente identica per i nastri TDK SA e Scotch Dynarange. La risposta in frequenza di questo registratore ha un andamento delle irregolarità alle basse frequenze piuttosto insolito; tali irregolarità, con andamento oscillante, si estendono infatti sino ai 400 Hz circa; al di sopra di questa frequenza la risposta è però estremamente uniforme e non ha deviazioni superiori a 1 dB sino a 15 kHz ed oltre. Con livello di registrazione di 0 dB, il normale effetto di saturazione del nastro provoca una caduta della curva di risposta, cosí che essa interseca quella misurata a -20 dB a circa 12,5 kHz.

Si è riscontrato con sorpresa che il nastro Sony Ferrichrome ha una risposta che scende leggermente al salire della frequenza al di sopra dei 4 kHz ed una curva di risposta a livello di 0 dB che mostra un effetto di saturazione piú forte che per gli altri nastri. La deviazione globale della sua curva di risposta su tutta la banda audio è però sostanzialmente uguale a quella degli altri nastri.

La precisione di livello dei circuiti Dolby è apparsa sorprendente: si è riscontrata una differenza inferiore a 1 dB tra le curve di risposta misurate con e senza i circuiti Dolby ed a livelli compresi tra -20 dB e -40 dB, per frequenze fino a 14 kHz o 15 kHz. La diafonia tra i canali, misurata con il nastro TDK AC-352, è risultata di -43 dB a 1 kHz.

Per ottenere in registrazione l'indicazione di 0 dB si è rivelata necessaria una tensione di 88 mV sugli ingressi ad alto livello (LINE) e di 0,19 mV sugli ingressi microfonici; questi ultimi hanno dato segni di sovraccarico



Risposta in frequenza misurata a due diversi livelli di registrazione e con tre tipi diversi di nastro.

con un segnale di 15 mV, cioè ancora piuttosto basso. La tensione massima di uscita, cioè quella che si ottiene registrando a 0 dB, è risultata compresa tra 0,76 V e 0,84 V, a seconda del nastro usato. La distorsione (terza armonica) è risultata compresa tra 0,5% e 1,1% (il nastro Dynarange è quello che ha dato la minor distorsione ed il nastro Ferrichrome la piú alta). Il margine di cui può essere aumentato il livello di registrazione al di sopra degli 0 dB prima di raggiungere una distorsione del 3% in riproduzione è compreso tra 5 dB e 7 dB. I livelli di rumore misurati sono riportati nella tabella che riassume le caratteristiche di funzionamento e sono quelli tipici dei migliori registratori a cassetta odierni. Registrando dall'ingresso microfonico, con il guadagno al massimo, il rumore aumenta di circa 4,5 dB.

Le lancette degli strumenti di misura, quando questi vengono eccitati con segnali della durata di 0,3 s, si portano sullo 85% del valore che assumerebbero con un segnale stazionario (sono cioè leggermente piú lenti del volumetro normalizzato, che dovrebbe raggiungere in queste condizioni un valore compreso tra il 99% ed il 100%). L'indicatore luminoso del livello di picco inizia a lampeggiare per un livello di +5 dB; esso dà cioè l'indicazione del massimo livello che è ancora sicuro per qualsiasi tipo di nastro. Il volume alle uscite per cuffia è apparso senz'altro buono, anche usando cuffie da 200 Ω che, collegate all'uscita per cuffia di molti registratori, non danno un sufficiente livello di ascolto.

La velocità di avanzamento del nastro è risultata piú elevata del valore nominale dell'1% (una tolleranza normale per un registratore a cassette). Le fluttuazioni rapide di velocità (flutter) sono risultate dello 0,07% se misurate come valore efficace pesato, e del ±0,1% se misurate a norme DIN (valore di picco pesato). Nel movimento veloce una cassetta C-60 viene fatta scorrere completamente in circa 72 s.

Impressioni d'uso - Nel registratore Kenwood KX - 1030 l'uso di tre testine, benché di per sé non dia prestazioni migliori dei piú perfezionati sistemi in cui la stessa testina viene usata per la registrazione e la lettura, rende possibile ottimizzare le prestazioni dell'apparecchio per qualsiasi tipo di nastro (entro i limiti consentiti da una ottimizzazione basata solo sulla regolazione del livello di premagnetizzazione). Quando non è possibile tale ottimizzazione, l'utente di un registratore a cassette, se vuole ottenere le prestazioni nominali dichiarate dal costruttore, deve usare quel determinato tipo di nastro per cui l'apparecchio è stato tarato in fabbrica. Questa informazione non è però

CARATTERISTICHE TECNICHE

CARATTERISTICA	VALORE NOMINALE	VALORE MISURATO
Errore di velocità del nastro	Non indicato	+1,0%
Tempo di avvolgimento veloce (C-60)	80 s	72 s
Risposta in frequenza (+3 dB)		
Normale	35-15.000 Hz	36-16.500 Hz
CrO_2	35-18.000 Hz	35-17.000 Hz
FeCr	35-17.000 Hz	35-16.000 Hz
Rapporto segnale/rumore (valori al di sopra di 5 kHz)		
Normale	55 dB (Dolby escluso) 65 dB (Dolby inserito)	61 dB (con pesatura secondo la curva A) 67 dB (con pesatura CCIR)
CrO_2	57 dB (Dolby escluso) 67 dB (Dolby inserito)	61 dB (con pesatura secondo la curva A) 67 dB (con pesatura CCIR)
FeCr	Non indicato	60,5 dB (con pesatura secondo la curva A) 67 dB (con pesatura CCIR)
Distorsione armonica	Inferiore a 1,3% a 0 VU Normale (Non indicato per CrO_2 e FeCr)	0,5% (normale) 0,7% CrO_2 1,1% FeCr
Fluttuazioni di velocità (Wow e flutter)	0,06% valore efficace pesato	0,07% Valore efficace pesato ± 0,10% Valore di picco pesato (DIN)
Sensibilità di ingresso (per 0 VU)	77,5 mV (ingresso Line) 0,19 mV (ingresso MIC)	88 mV 0,19 mV
Livello di uscita (0 VU)	775 mV	760-840 mV (a seconda del nastro)

fornita da molti costruttori, ed il tipo di nastro è soggetto a cambiamenti non segnalati (quando un nastro non viene piú prodotto o quando ne compare uno migliore sul mercato).

Registrando il soffio proveniente da un sintonizzatore per MF, ad un livello di circa -15 dB, si è confrontato il segnale riprodotto con quello originale, e si è riscontrata una traccia di "sordità" alle alte frequenze. Si trattava comunque sempre di una differenza minima, che poteva essere rivelata solo con un confronto diretto. Ritoccando il comando della premagnetizzazione in modo da minimizzare la differenza udibile si ottenevano in genere buoni risultati.

Ciò dimostra che per ottimizzare il livello di premagnetizzazione, questa tecnica è piú sensibile che quella basata sugli oscillatori e sugli strumenti di misura incorporati nell'apparecchio, poiché non si è disturbati dalle indicazioni fluttuanti dello strumento di misura. Il poter osservare queste fluttuazioni rappresenta però uno dei maggiori vantaggi del sistema di regolazione della premagnetizzazione messo a punto dalla Kenwood; esso rappresenta infatti un metodo ideale per valutare l'omogeneità del nastro. A parità di altri fattori (o anche con leggere differenze nella risposta in frequenza, ecc.) un nastro che durante le operazioni di regolazione dia un livello d'uscita a 10 kHz particolarmente stabile è certo un nastro che non dà luogo ad evanescenze e fornirà quindi con tutta probabilità un suono migliore che quello di un altro nastro, magari con risposta in frequen-

za piú uniforme, ma caratterizzato da una uscita irregolare.

Ovviamente la maggior parte di coloro che acquisteranno questo registratore sceglieranno come prima cosa un tipo di nastro adatto e ottimizzeranno una volta per tutte l'apparecchio per il nastro scelto, non useranno perciò molto spesso il comando per la regolazione della premagnetizzazione ed impiegheranno l'apparecchio come un normale registratore privo di tale regolazione (ci sarà però sempre il vantaggio di poter effettuare un ascolto di controllo nel corso della registrazione).

Nella sua qualità globale, il registratore Mod. KX - 1030 è almeno pari ad ogni altro apparecchio di pari prezzo in commercio ed anche ad apparecchi di costo piú alto. Un prezzo relativamente basso a parità di prestazioni è stato reso possibile dalla rinuncia ad alcune raffinatezze: i tasti che comandano il movimento, per esempio, sono piuttosto rigidi e richiedono una certa forza di azionamento; l'uso di un singolo motore, benché perfettamente adeguato per far scorrere il nastro a 4,75 cm/s, nei movimenti veloci non dà le prestazioni ottenibili con sistemi a due o tre motori. Queste piccole manchevolezze sono però piú che compensate dalle nuove interessanti prestazioni di questo apparecchio: in particolare, dalla possibilità di regolare il livello di premagnetizzazione in funzione del nastro.

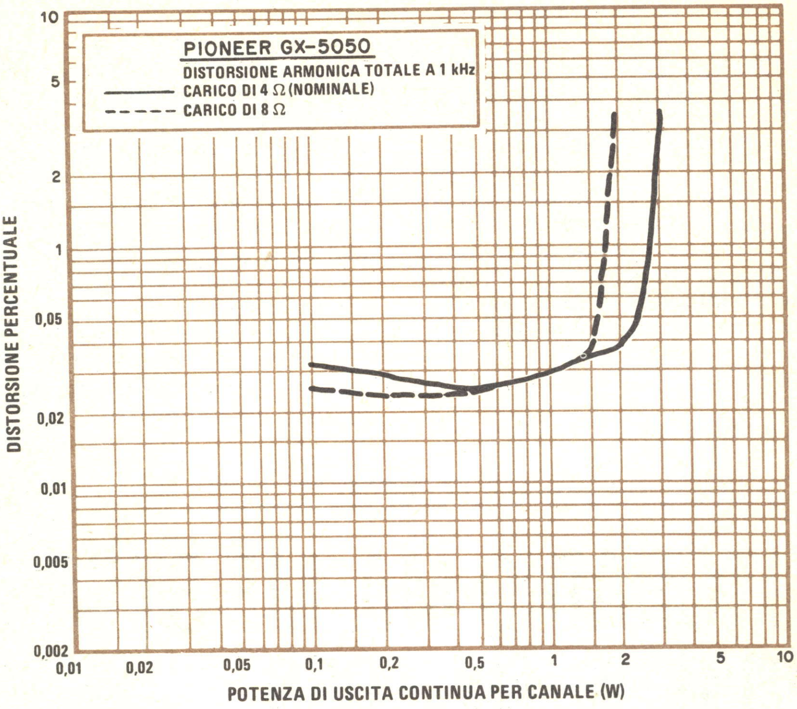
★

AUTORADIO MA-MF STEREO PIONEER GX-5050



Ricevitore di elevata sensibilità con bassa distorsione ed eccellente separazione stereofonica

Questo modello di autoradio, a cui la Pioneer Electronics attribuisce la qualifica di "Supersintonizzatore", offre prestazioni in MF che la casa costruttrice sostiene essere pari a quelle di un buon sintonizzatore per uso domestico. Nonostante le sue dimensioni siano piuttosto ridotte, permette la preselezione di cinque diversi canali sia in MA sia in MF. Altre caratteristiche interessanti di questo apparecchio sono: un sistema di silenziamento automatico nel passaggio tra le stazioni, il controllo automatico di frequenza sempre in funzione, la commutazione automatica in stereofonia nella rice-



Distorsione armonica totale su 4 Ω e 8 Ω.

zione in MF e la presenza di un commutatore di sensibilità a due posizioni (alta e bassa) che adatta tale parametro alle condizioni del segnale.

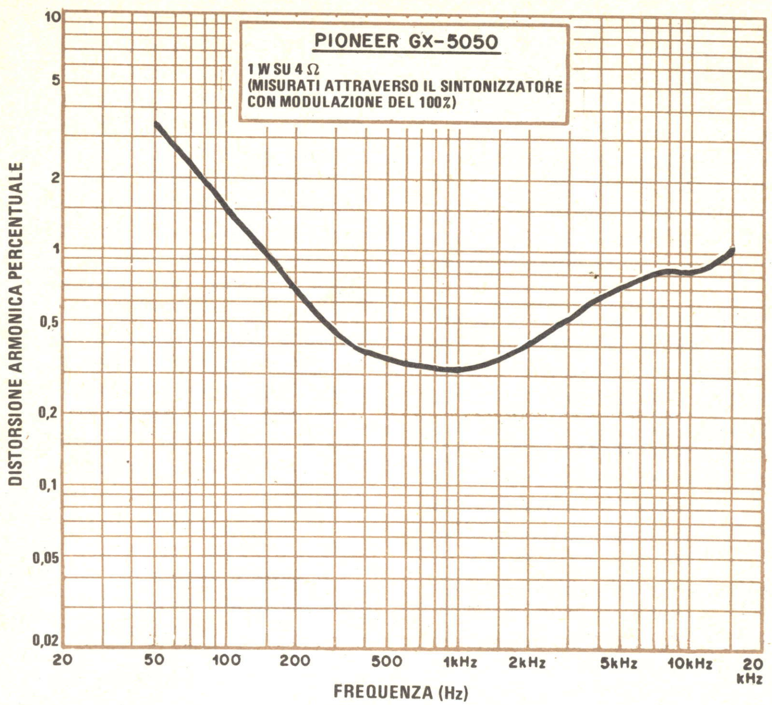
L'amplificatore audio ricevitore ha una potenza di 8 W su un carico di 4 Ω, specificata secondo le norme EIA. Il comando di tono è montato coassialmente con la manopola che serve per la regolazione del volume e come interruttore di alimentazione; la risposta in frequenza piú uniforme si ottiene con questa manopola completamente ruotata in senso orario. Il comando di bilanciamento è invece montato coassialmente con la manopola di sintonia.

L'apparecchio è venduto con una mascherina frontale che ne permette l'immediata installazione sul cruscotto di diversi modelli di autovetture della Ford e della General Motors; è profondo 18 cm, largo 13 cm, alto 5 cm ed il suo peso è di 1,4 kg.

Descrizione generale - Come ci si può aspettare da un apparecchio cosí compatto, in esso buona parte del risparmio di spazio è ottenuta mediante l'impiego di circuiti integrati. Lo stadio d'ingresso del sintonizzatore per MF, realizzato a componenti discreti, usa come amplificatore per radiofrequenza un FET e transistori bipolari come oscillatore e come mixer. La sintonia su entrambe le gamme (MA e MF) è ottenuta facendo variare l'induttanza di bobine in cui è fatto scorrere un nucleo in ferrite; nel sistema di sintonia non si trova perciò alcun condensatore variabile. Il sistema di controllo automatico di frequenza sfrutta un diodo varactor.

Un circuito integrato è usato per comandare il guadagno degli stadi a frequenza intermedia, un altro come limitatore e come rivelatore in quadratura, altri due per la demodulazione del segnale multiplex stereofonico e gli ultimi due per l'amplificazione dei due canali audio.

Transistori separati servono per il sistema di silenziamento automatico (muting) nel passaggio tra le stazioni e per la stabilizzazione della tensione di alimentazione. Benché l'apparecchio funzioni con tensione di ali-



Distorsione armonica su 4 Ω.

mentazione nominale di 13,8 V, sono ammissibili valori compresi tra 11 V e 16 V; tutti i circuiti sono infatti progettati per funzionare con tensione di alimentazione di circa 9 V e quest'ultima tensione può essere agevolmente ottenuta, ben stabilizzata, da una qualsiasi sorgente che abbia tensione compresa nel campo nominale di cui sopra.

Sorprendentemente, il sintonizzatore per MA di questo ricevitore non fa uso di un singolo circuito integrato, come accade in molti ricevitori per uso domestico, ma impiega quattro transistori e diversi componenti passivi.

Il commutatore per la selezione tra la MA e la MF invia l'alimentazione all'uno od all'altro sintonizzatore ed ai diodi di commutazione che trasferiscono all'amplificatore audio il segnale proveniente dall'uno o dall'altro sintonizzatore. Lo stesso commutatore cambia anche l'accoppiamento meccanico tra i pulsanti per la scelta delle stazioni preselezionate e le bobine dell'uno o dell'altro sintonizzatore. Nonostante le dimensioni molto ridotte il meccanismo di sintonia comanda, al ruotare della relativa manopola, i nuclei di ben sei bobine.

Le prestazioni dichiarate dalla casa costruttrice per il sintonizzatore per MF comprendono una sensibilità utile di 12 dBf (1,1 μV sull'ingresso d'antenna a 75 Ω) ed una sensibilità per un rapporto segnale/rumore di 50 dB pari a 14,3 dBf (1,4 μV). Il valore nominale del rapporto segnale/rumore, che è di 63 dB, non è proprio pari a quello che ci si potrebbe aspettare da un buon sintonizzatore per uso domestico, ma è piú che sufficiente per un apparecchio da usare su un veicolo, cioè in un ambiente quasi sempre rumoroso. Altre caratteristiche nominali sono un rapporto di cattura di 1,7 dB, una selettività per canali alternati di 74 dB, una separazione tra i canali stereo di 32 dB e distorsioni dello 0,8% e dello 0,95% rispettivamente nel funzionamento monofonico e stereofonico. La risposta in frequenza ha un'estensione nominale, tra i punti di taglio a -3 dB, da 50 Hz a 12 kHz.

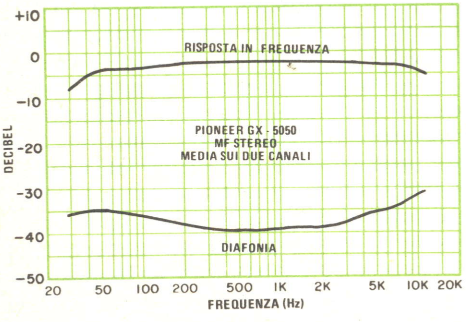
Misure di laboratorio - Anche se il propo-

sito era quello di provare questo ricevitore come si sarebbe provato un ricevitore per uso domestico, alcune differenze sono risultate inevitabili. Questo fatto si è rivelato particolarmente vero per la sezione audio, poiché essa può essere provata soltanto unitamente al sintonizzatore per MF e perché le sue caratteristiche sono specificate secondo le norme EIA anziché secondo le norme IHF, come è normale per gli apparecchi da usare in casa.

Non si avevano a portata di mano le norme EIA per le autoradio, però si sapeva che le norme EIA per gli amplificatori di uso domestico consentono di specificare la potenza con distorsione del 5% e con un segnale a 1.000 Hz, facendo riferimento alle condizioni di lavoro con un segnale musicale, cioè mantenendo la tensione di alimentazione allo stesso livello che si ha in assenza di segnale. Questa indicazione è sufficiente a far capire quali differenze fondamentali esistano tra le norme EIA e quelle emanate dall'IHF.

Poiché per le misure ci si è basati sulle norme IHF, si pensava, come infatti si è poi constatato, di ottenere per i vari parametri valori spesso diversi da quelli indicati dal costruttore. Nelle prove si è inoltre usata una batteria per auto da 12 V completamente carica anziché un alimentatore con tensione uguale a quella nominale, pari a 13,8 V; ciò può spiegare il fatto di aver misurato una potenza d'uscita di circa il 25% inferiore a quella dichiarata.

Con entrambi i canali chiusi su carichi di 4 Ω e con un segnale monofonico inviato attraverso l'antenna, le creste della sinusoide in uscita hanno incominciato ad apparire tagliate per una potenza di 1,63 W per canale (con carichi di 8 Ω tale potenza era invece



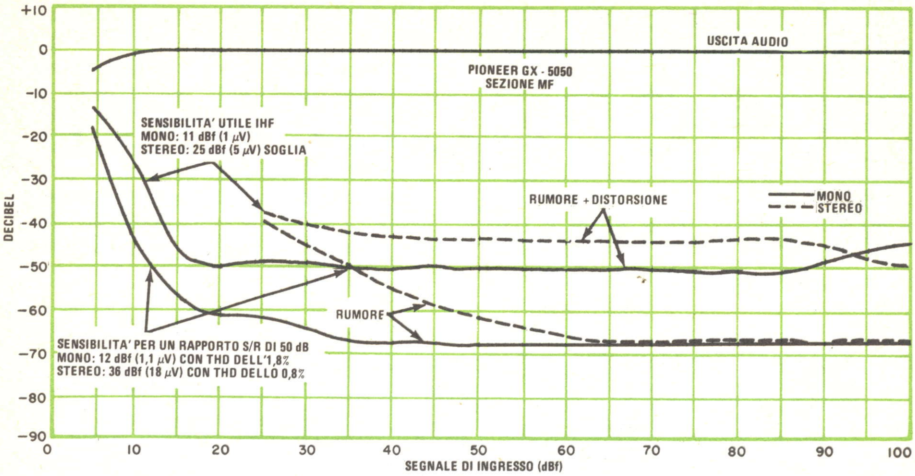
Risposta in frequenza e diafonia.

di 1,02 W per canale). Poiché si è constatato che alle basse frequenze la distorsione saliva in modo rilevante, si è misurato l'andamento della distorsione con la frequenza per una potenza d'uscita di 1 W su carichi da 4 Ω (questa potenza è certamente sufficiente a dare un buon livello sonoro quando sia applicata ad un altoparlante di sicura efficienza, come quelli normalmente impiegati nelle autovetture). Partendo da un massimo del 3,6% a 50 Hz, la distorsione scendeva allo 0,3% circa nella zona centrale della banda audio e risaliva poi sino all'1% sui 15 kHz. La distorsione misurata su un segnale a 1 kHz è risultata inferiore allo 0,3% sino a circa 1 W; essa raggiungeva l'1% con potenze di 1,8 W su carichi di 8 Ω e di 2,8 W su carichi di 4 Ω. Non è stato possibile misurare separatamente la risposta in frequenza della sezione audio, poiché l'ingresso dell'amplificatore di bassa frequenza non era accessibile.

Il sintonizzatore per MF si è dimostrato veramente un "supersintonizzatore", almeno per quanto riguarda quelle caratteristiche che sono importanti per il servizio su mezzi mobili. La sensibilità utile a norme IHF è risultata di 11 dBf (1,1 μV) nel funzionamento monofonico; in stereofonia la sensibilità era limitata dal livello di commutazione automatica in stereo, che era di 25 dBf (5 μV). La sensibilità per un rapporto segnale/rumore di 50 dB è risultata di 12 dBf (1,1 μV) nel funzionamento monofonico e di 36 dBf (18 μV) in stereofonia; la distorsione misurata in queste condizioni era rispettivamente dell'1,8% e dello 0,8%. Si è constatato che il commutatore LOCAL/DX riduce la sensibilità di circa 20 dB, cosa assai utile per evitare il sovraccarico degli stadi di ingresso del sintonizzatore quando si sta viaggiando nei pressi di una potente stazione radiotrasmittente in MF. La distorsione del sintonizzatore per MF (compresa la distorsione degli stadi audio, fatti funzionare a poche centinaia di milliwatt), misurata con un segnale in ingresso di 65 dBf (500 μV) è risultata dello 0,32% nel funzionamento monofonico e dello 0,68% in stereofonia. Il rapporto segnale/rumore con segnale di ingresso di 65 dBf è apparso di 67 dB in entrambi i modi di funzionamento.

Il rapporto di cattura nella ricezione in MF era di 1,37 dB e la reiezione della MA di 63 dB per un segnale d'ingresso di 45 dBf (50 μV) e di 57 dB per un segnale di 65 dBf.

Per la reiezione del segnale immagine si è



Curve di rumore e sensibilità per il Mod. GX-5050.

misurato un valore di circa 50 dB (l'unico parametro che su questo sintonizzatore si è trovato decisamente al di sotto del valore nominale, che in questo caso è di 61 dB). La sensibilità per canali alternati è invece apparsa molto buona, cioè pari a 72,6 dB; quella per canali adiacenti era invece di 6,4 dB. La soglia del sistema automatico di silenziamento tra le stazioni è risultata di 9,7 dBf (0,8 μV), valore sufficiente per sopprimere il rumore nel passaggio tra le stazioni, senza pregiudicare la ricezione di una qualsiasi stazione capace di dare una soddisfacente qualità di ascolto. Il residuo della pilota a 19 kHz, che è apparso di −42 dB, sarebbe da considerare eccessivo in un apparecchio per uso domestico, dove potrebbe interferire con i circuiti Dolby del sintonizzatore stesso o di un registratore ad esso collegato, ma non crea problemi per l'uso su autovetture.

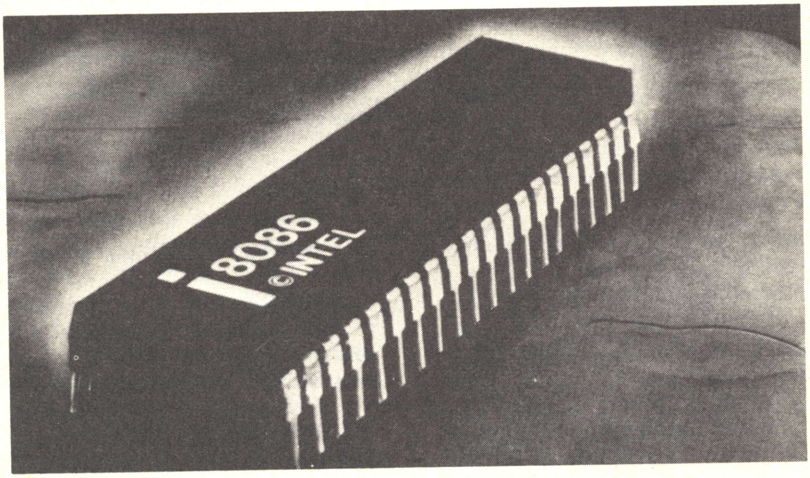
La risposta in frequenza nella ricezione in MF, misurata attraverso gli stadi audio, con il comando di tono nella posizione corrispondente ad una risposta uniforme, ha mostrato i punti di taglio a -2,5 dB sui 45 Hz e sui 15 kHz. La separazione tra i canali stereo è risultata eccellente e quasi costante su tutta la banda audio: essa era compresa tra 34 dB e 38 dB dai 30 Hz ai 6 kHz, ed era di 29 dB a 15 kHz. La risposta in frequenza nella ricezione della MA, misurata tra i punti di taglio a 6 dB, si estendeva invece dai 40 Hz ai 2,2 kHz. Il comando di tono abbassava la curva di risposta al di sopra dei 500 Hz con una pendenza di 6 dB per ottava.

Impressioni d'uso - Il ricevitore è stato provato su un banco da laboratorio, alimentandolo con una batteria e collegando ad esso un'antenna da 76 cm oltre ad una coppia di altoparlanti di elevata efficienza. Anche se questa non può certo essere considerata una condizione di ricezione ideale, si è riusciti a ricevere ben quarantotto stazioni, molte delle quali in stereofonia, con eccellente qualità sonora. Non si nutrono quindi dubbi sulla capacità di questo ricevitore di offrire eccellenti prestazioni quando è montato a bordo di un'automobile. Esso è facile da sintonizzare, anche grazie al sistema di regolazione automatico di frequenza, la cui azione è sufficiente per ovviare alla mancanza di un indicatore di sintonia, ma non cosí decisa da disturbare la ricezione di stazioni poco spaziate tra loro in frequenza.

Benché la scala di sintonia per la MF sia tarata solo ad intervalli di 4 MHz, e sia lunga appena 7,6 cm, essa è normalmente sufficiente per distinguere l'una dall'altra le stazioni piú importanti. L'elevata sensibilità dell'apparecchio complica forse un po' le cose, poiché il numero di stazioni ricevute è davvero molto elevato.

In sostanza questo ricevitore rappresenta veramente un esempio delle elevate prestazioni che si possono ottenere da un apparecchio pur piccolo e non eccessivamente costoso. ★

confronto fra MICROPROCESSORI A 8 BIT e A 16 BIT



L'unità centrale di elaborazione 8086 fa parte della nuova famiglia a 16 bit prodotta dalla Intel.

Lo scopo di questo articolo è quello di fare un breve confronto tra i microprocessori a 16 bit recentemente apparsi sul mercato ed i loro predecessori a 8 bit. Anche se non sarà possibile fare un raffronto esauriente sotto ogni aspetto, si esamineranno alcune caratteristiche generali, sufficienti a dare una chiara idea di ciò che ci si può aspettare dalle nuove unità a 16 bit.

Le differenze - I microprocessori lavorano con unità elementari di informazione numerica binaria denominate "bit". I registri e le vie di trasferimento dei dati presenti in un microprocessore a 8 bit hanno tutti una capacità di 8 bit; essi elaborano perciò i dati e le istruzioni a blocchi di 8 bit per volta (1 byte). Questo non significa però che un microprocessore a 8 bit non possa elaborare dati composti da piú di 8 bit: per fare ciò basta infatti scomporre i dati in byte di 8 bit ciascuno ed elaborarli in gruppi di 1 byte per volta.

Molte istruzioni usate nei microprocessori a 8 bit, quali quelle di diramazione e di indirizzamento di memoria, hanno una lunghezza di 16 bit o di 24 bit e sono perciò chiamate istruzioni da 2 byte o da 3 byte; esistono inoltre alcune istruzioni che agiscono direttamente su dati di 16 bit. Tali istruzioni a piú bit e le operazioni sui dati di 16 bit sono però eseguite prendendo in esame 8 bit per volta; di conseguenza, esigono per l'esecuzione un tempo maggiore di quello richiesto dalle istruzioni da 8 bit che agiscono sui dati da 8 bit. Tipiche applicazioni dei microprocessori a 8 bit si hanno nel campo del controllo di processi industriali e delle telecomunicazioni, campi che richiedono un minimo di operazioni matematiche.

Nei microprocessori a 16 bit i registri e le vie di trasferimento dei dati hanno invece tutti capacità di 16 bit; perciò i microprocessori a 16 bit elaborano dati ed istruzioni in blocchi di 16 bit. Poiché il numero di operazioni eseguite al secondo è all'incirca lo stesso per i microprocessori a 8 bit ed a 16 bit e poiché un'istruzione che lavora su 16 bit può eseguire un lavoro doppio rispetto a quello svolto con un'analoga operazione con 8 bit, un'unità a 16 bit può essere molto piú veloce di una a 8 bit.

Un microprocessore a 16 bit è però qualcosa di piú di un microprocessore doppio a 8 bit; poiché un dispositivo a 16 bit richiama dalla memoria le istruzioni a blocchi di 16 bit, il suo gruppo di istruzioni normalmente comprende istruzioni da 16 bit, 32 bit e 48 bit. Il fatto che le istruzioni siano piú lunghe permette ad un microprocessore a 16 bit di avere istruzioni particolarmente raffinate che tendono, piú di quanto non sia possibile in un dispositivo a 8 bit, ad essere di uso generale ed a sfruttare maggiormente i vantaggi insiti in una determinata architettura del sistema. Ad esempio, per interpretare con un microprocessore 8080A a 8 bit la frase di linguaggio BASIC A = B(4), l'interpretatore deve eseguire le istruzioni seguenti:

```
LXI   H,B
LXI   D,4
DAD   D    ;(HL) = indirizzo del valore
MOV   E,M
INX   H
MOV   D,M  ;(DE) = valore
XCHG
SHLD  A    ;memorizza in A.
```

Un microprocessore a 16 bit, quale ad esempio il modello LSI-11, potrebbe invece usare le istruzioni seguenti:

```
MOV   #4,R1     ;(R1) = pedice
MOV   B(R1),A   ;osserva e memorizza.
```

Si noti come un dispositivo da 16 bit eviti le complicate manovre in memoria che sono necessarie ad un microprocessore a 8 bit e che richiedono parecchio tempo.

Anche se un microprocessore a 8 bit tratta numeri binari piú piccoli di quelli con cui lavora un dispositivo a 16 bit, ciò non significa che il primo non possa eseguire tutti i calcoli di cui è capace il secondo: l'esecuzione richiede solo un tempo maggiore, poiché i calcoli debbono essere svolti in diversi passi successivi, richiamando sequenzialmente dati parziali dalla memoria. Per compiere l'operazione A = B-C con un microprocessore 8080A sono necessarie le seguenti istruzioni:

```
LHLD  C
XCHG
LHLD  B
MOV   A,L
SUB   E    ;sottrae gli 8 bit inferiori
MOV   L,A
MOV   A,H
SUB   D    ;sottrae gli 8 bit superiori
MOV   H,A
SHLD  A    ;memorizza il risultato.
```

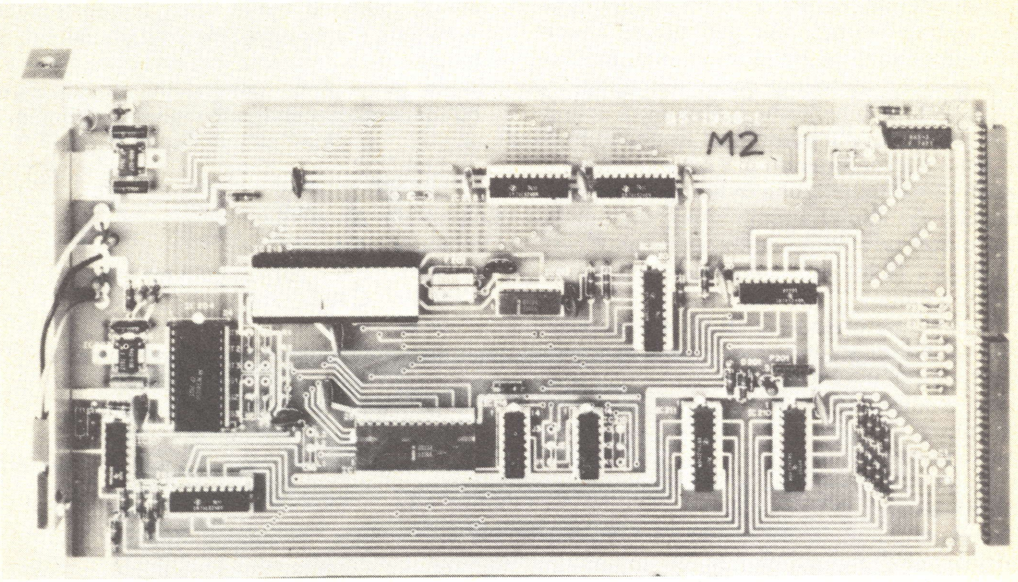
Con un microprocessore LSI-11 bastano invece le istruzioni che seguono:

```
MOV   B,A  ;memorizza B in A
SUB   C,A  ;sottrae C da B.
```

Nella tabella che correda l'articolo sono elencati la capacità di memoria ed i tempi di esecuzione richiesti da diversi microprocessori a 8 bit ed a 16 bit per eseguire l'istruzione C = B-A, con A, B, C numeri interi da 32 bit. Molti interpretatori del linguaggio BASIC fanno uso di numeri da 32 bit, o maggiori ancora, per riuscire ad ottenere la necessaria precisione di calcolo.

Vantaggi e svantaggi - Poiché i microprocessori a 16 bit lavorano su blocchi di dati aventi dimensione maggiore e quindi richiedono un minor numero di operazioni per portare a termine un determinato compito, il loro principale vantaggio sta nella velocità, che risulta normalmente diverse volte superiore a quella dei dispositivi a 8 bit. Quanto piú grande è la quantità di dati da elaborare, tanto maggiore è il vantaggio offerto da un microprocessore a 16 bit. Ciò è vero non solo perché un microprocessore a 16 bit lavora su blocchi di dati con dimensioni maggiori, ma anche perché il maggior numero di registri a disposizione riduce la quantità delle operazioni da fare in memoria.

Un secondo, e piú importante vantaggio offerto dai microprocessori a 16 bit sta nella grande quantità di programmi di tipo professionale disponibili per essi (l'insieme dei programmi è spesso indicato con il termine "Software"), poiché molti microprocessori di questo tipo utilizzano l'insieme di istru-



Questa fotografia e quella qui a fianco mostrano la differenza tra una piastra su cui è montata l'unità centrale di elaborazione (CPU) a 8 bit usata nell'elaboratore H8 della Heath (qui sopra) ed una piastra per elaboratore a 16 bit.

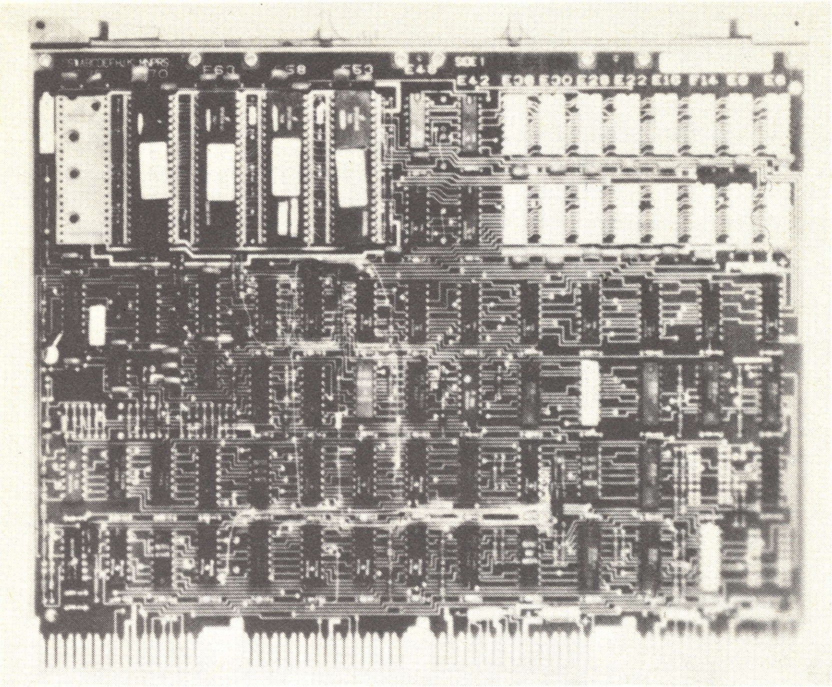
zioni adoperate da minicalcolatori largamente affermati sul mercato. Ad esempio, il microprocessore LSI-11 della Digital Equipment Corp. (DEC) esegue le istruzioni proprie dei minicalcolatori della famiglia PDP-11; di conseguenza, con l'aggiunta delle necessarie unità periferiche, tale microprocessore può controllare i sistemi operativi creati dalla DEC per il PDP-11, quali i PTS, RT-11, RSX-11, ecc.

Un altro vantaggio offerto da alcuni microprocessori a 16 bit consiste nella possibilità di interfacciarsi con unità periferiche previste per minicalcolatori della stessa famiglia. Ciò consente, volendo, di acquistare stampanti perfezionate, unità disco, ecc. e di poter anche stipulare su esse contratti di manutenzione.

Il principale svantaggio dei microprocessori a 16 bit è il costo piú elevato, giustificato dal sistema di realizzazione su piú circuiti integrati e dalla circuiteria accessoria di supporto, relativamente costosa. Poiché l'accesso alla memoria avviene mediante parole da 16 bit, un calcolatore che usi unità a 16 bit richiede vie per il trasferimento dei dati a 16 bit, il che implica la presenza di un maggior numero di dispositivi di interfaccia verso i bus dei dati, e di una quantità superiore di circuiti di controllo e di connettori con piú contatti.

I microprocessori a 16 bit esistenti sul mercato tendono inoltre a richiedere, per l'esecuzione di un determinato lavoro, una quantità di memoria maggiore di quella necessaria per i dispositivi a 8 bit. Un programma che debba essere svolto da un microprocessore a 16 bit può necessitare dal 10% al 20% di memoria in piú di quella richiesta dallo stesso programma destinato ad un microprocessore a 8 bit. Inoltre non sono disponibili, almeno per ora, diverse unità periferiche, che esistono invece per i microprocessori a 8 bit; sotto questo aspetto i dispositivi a 8 bit sono perciò vantaggiosi.

A chi conviene un dispositivo a 16 bit - Gli utenti che devono eseguire una gran mo-



L'unità centrale di elaborazione usata nell'elaboratore H11, della Heath, rappresentata qui sopra, è molto piú complessa di quella a 8 bit illustrata nella pagina accanto. Questa piastra contiene anche una RAM (memoria ad accesso casuale) da 4K; su entrambe le piastre sono installati i necessari circuiti integrati ausiliari.

le di calcoli (i cosiddetti "macinatori di numeri") dovrebbero orientarsi decisamente verso un microprocessore a 16 bit. Anche gli appassionati di giochi con il calcolatore si accorgeranno che molti giochi tra i piú raffinati richiedono quella velocità in piú che può essere offerta da un dispositivo a 16 bit.

Alcuni microprocessori a 16 bit possono essere equipaggiati, a richiesta, con la circuiteria necessaria per eseguire calcoli in virgola mobile; ciò consente di abbreviare di un fattore 20 o maggiore il tempo di calcolo. Chi intende realizzare programmi molto elaborati farà bene a preferire un microprocessore a 16 bit grazie al suo gruppo di istruzioni piú completo. Come si vede dagli esempi riportati, la programmazione in linguaggio macchina (Assembler) è di gran lunga piú semplice per un microprocessore a 16 bit che non per uno a 8 bit. La maggior capacità di indirizzamento permette inoltre al programmatore di trarre vantaggi da algoritmi, che spesso sono difficili da mettere in atto con un microprocessore a 8 bit.

Chi prevede di usare il proprio calcolatore soprattutto per applicazioni in campo commerciale deve mettere in conto anche fattori che vanno al di là della semplice velocità di elaborazione: ad esempio, la disponibilità di unità periferiche e la reperibilità di programmi di calcolo già pronti e sperimentati per anni, quindi esenti da errori. Se il sistema di calcolo che si prende in considerazione è compatibile, dal punto di vista della programmazione, con un minicalcolatore, si potranno sfruttare i programmi sviluppati per quel minicalcolatore.

Buona parte dei programmi esistenti sono venduti a basso prezzo, o addirittura diffusi gratuitamente al solo costo dell'operazione di riproduzione; altri programmi invece possono essere ottenuti rivolgendosi alla casa produttrice del minicalcolatore "parente" e talvolta sono molto costosi. Se si è intenzionati ad utilizzare su un microprocessore i programmi sviluppati per un minicalcolatore compatibile con esso, sarà bene informarsi

TABELLA DI CONFRONTO TRA MICROPROCESSORI

Microprocessori	Lunghezza dei dati	Numero di registro	Memoria (byte)	Caricamento	Tempo di esecuzione in μs Sottrazione A = B-C		Byte di codice
8080	8	7	65 k	8	14	273	22
6800	8	3	65 k	8	14	266	30
LSI-11	16	7	65 k	7	3,5	42,7	20
PACE	16	3	65 k	9	9	61	36
9900	16	16	65 k	7,3	4,7	49,9	24
8086	16	7	1 M	2,8	0,6	17,6	24
Z8000	16	14	8 M	2,25	1	14	24

Gli esempi dei tempi di esecuzione riportati in questa tabella si riferiscono alle istruzioni come esse vengono mediamente eseguite in linguaggio macchina, o da un interpretatore FORTRAN o BASIC. Non si tratta dei tempi piú brevi possibili che si hanno in casi speciali, poiché non si considera il caso ottimo in cui si sommano due variabili particolari, ma il caso generale in cui si sommano due variabili qualsiasi. Ad esempio, il dispositivo 8086 sembra essere più veloce dello Z8000 poiché può eseguire operazioni tra i registri in metà tempo; tuttavia l'architettura di tale microprocessore comporta l'esecuzione di un maggior numero di operazioni rispetto allo Z8000. Per fare un confronto preciso tra i due microprocessori si dovrebbe paragonare i tempi di indirizzamento alla memoria dello 8086 con i tempi di indirizzamento sui registri dello Z8000. I numeri che compaiono in questa tabella rappresentano una valutazione delle capacità dei microprocessori indicati e non riportano semplicemente le indicazioni tratte dai fogli illustrativi pubblicati dalle case costruttrici.

prima presso i costruttori del miniprocessore e del minicalcolatore: l'uno o l'altro oppure entrambi possono vendere programmi, oppure essere in contatto con associazioni di utenti che distribuiscono programmi.

Il futuro - Per i calcolatori a 16 bit il futuro appare senz'altro brillante; la maggior parte dei nuovi microprocessori di questo tipo sarà realizzata in un singolo circuito integrato e ciò (unitamente all'elevato volume di produzione) farà scendere il prezzo di queste unità ad un livello prossimo a quello degli attuali microprocessori a 8 bit. Importanti campi di applicazione dei microprocessori a 16 bit sono quello militare, automobilistico e quello dei sistemi di grande capacità.

I progettisti di microprocessori stanno anche cercando di ottenere una migliore utilizzazione della memoria, che è uno degli elementi piú importanti per quanto riguarda il costo. Grazie ad un'architettura particolarmente studiata, i microprocessori a 16 bit della nuova generazione richiederanno, per eseguire un determinato programma, una quantità di memoria inferiore a quella necessaria per i dispositivi a 8 bit od a 16 bit dell'attuale generazione.

I nuovi dispositivi a 16 bit saranno anche capaci di offrire prestazioni decisamente migliori rispetto a quelle delle unità attuali: molti di essi saranno capaci di lavorare piú velocemente di alcuni minicalcolatori del giorno d'oggi, che costano decine e decine di milioni.

I prezzi delle memorie a semiconduttori sono diminuiti molto negli ultimi anni, e potranno scendere ancora piú velocemente in futuro, grazie alla comparsa di nuovi elemen-

ti di memoria (quali le memorie a bolle magnetiche). I piú recenti microprocessori a 16 bit sono già progettati in modo da risolvere anche i problemi di indirizzamento che potranno sorgere con questi dispositivi: essi infatti sono in grado di accedere agli indirizzi di memorie molto ampie. Il microprocessore 8086 della Intel, ad esempio, può lavorare con un megabyte di memoria, mentre lo Z8000 della Zilog può indirizzare sino a 8 megabyte di memoria. Il fatto di riunire una alta velocità di elaborazione con una grande capacità di memoria rende questi microprocessori adatti all'uso sia in grossi sistemi di calcolo al servizio di piú utenti, sia in sistemi di capacità minore per un solo utente.

I fabbricanti di microprocessori si rendono anche conto che gli utenti saranno riluttanti a riscrivere i loro programmi (sviluppati per dispositivi a 8 bit) al fine di poter usare microprocessori a 16 bit; molte case costruttrici hanno perciò studiato i loro nuovi microprocessori in modo da renderli compatibili con i loro precedenti dispositivi; cosí, ad esempio, i programmi scritti per l'unità 8080A possono essere facilmente riscritti in modo da poter funzionare con il nuovo modello 8086 ed i programmi per lo Z80 possono essere riscritti senza difficoltà per adattarsi allo Z8000.

Conclusioni - Anche se in questo articolo l'attenzione è stata concentrata sui meriti e sulle prestazioni dei microprocessori a 16 bit, i dispositivi a 8 bit non possono certo considerarsi superati. Questi ultimi hanno infatti un largo mercato e l'insieme dei programmi e delle unità periferiche creati per essi aumenta continuamente e continuerà ad aumentare ancora per molti anni. Anche se non hanno la capacità di elaborazione dei sistemi a 16 bit, i microprocessori a 8 bit sono infatti sufficientemente veloci per la maggior parte delle applicazioni domestiche e del piccolo commercio.

Con il tempo però la presenza dei microprocessori a 16 bit finirà per far sparire gli attuali dispositivi a 8 bit e ciò accadrà quando le applicazioni, sempre piú complesse, renderanno indispensabile la disponibilità di una maggior capacità di indirizzamento e memorie sempre piú estese. ★

LE NOSTRE RUBRICHE

NOVITÀ LIBRARIE

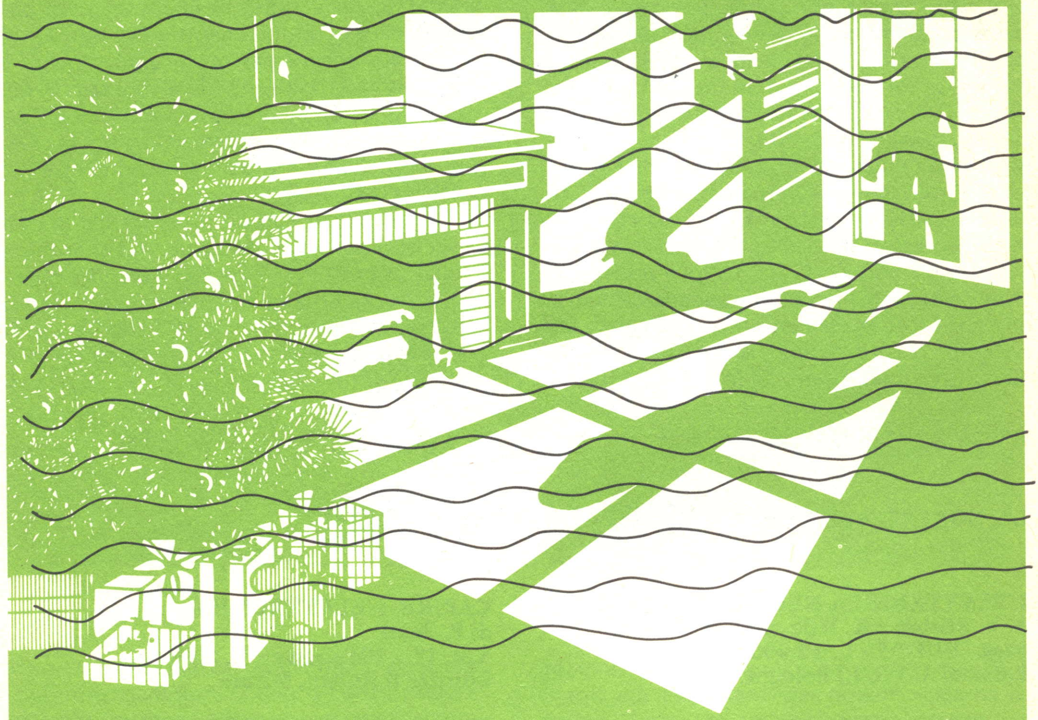
L'ELETTRONICA NELL'AUTOMOBILE
di V. Stieber e K. Wilk, trad. F. Govoni
pagg. VIII-95 - L. 12.000
Edizioni C.E.L.I., Bologna.

La diffusione di componenti circuitali a semiconduttori (come diodi, transistori e tiristori) economici, affidabili e che funzionano anche con tensione di alimentazione bassa, come quella disponibile sulle autovetture, ne ha reso possibile l'impiego nella tecnica dell'automobile.
In questo libro sono presentati vari circuiti che possono essere montati sulle auto, curando di fornire non schemi di principio ma progetti che possono essere effettivamente costruiti con componenti facilmente reperibili sul mercato.
Benché le automobili di nuova costruzione siano equipaggiate quasi esclusivamente con un impianto a 12 V, tuttavia, dal momento che sono in circolazione ancora tante vetture con impianto a 6 V, sono riportati circuiti anche per questa tensione.

CAPIRE L'ELETTRONICA
di P. Soati
Vol. 1° - 106 pagine - L. 8.000
Editrice il Rostro, Milano

Piero Soati, già autore di diverse opere nel campo delle radiocomunicazioni, ha preparato tre volumi intitolati "CAPIRE L'ELETTRONICA", il primo dei quali, uscito recentemente, tratta l'elettrostatica, l'elettrodinamica e l'elettrochimica, prendendo cioè in considerazione tutto quello che è relativo alle resistenze, ai condensatori, alle pile e cosí via.
La materia è esposta in modo da facilitare la consultazione dell'opera sia da chi di elettrotecnica non ha nozione alcuna sia da chi ha già una certa preparazione scolastica.
L'opera può essere utile non solo per i dilettanti, i CB, i radioamatori ed i tecnici, ma anche per gli insegnanti che potranno trovarvi un aiuto per superare le difficoltà che talvolta si incontrano nell'esporre argomenti piuttosto complessi.

ANTIFURTO A RAGGI INFRAROSSI



Sistema a raggio di luce invisibile modulato con portata di protezione fino a 15 metri

Il sistema contro le intrusioni descritto in questo articolo fa uso di un raggio invisibile di luce infrarossa. Puntato contro una porta d'ingresso, una finestra od altre zone da tenere sotto sorveglianza, corrisponde ad un filo collegato ad un congegno d'allarme. Per evitare che male intenzionati possano usare un'altra sorgente di raggi infrarossi nel tentativo di eludere l'allarme, nel sistema che presentiamo il raggio di sorveglianza invisibile viene modulato con 700 Hz. La portata utile fra trasmettitore e ricevitore può arrivare a piú di 15 m.

Come funziona - Il trasmettitore infrarosso, rappresentato nella *fig. 1*, impiega un convenzionale temporizzatore 555 (IC1) per controllare Q1 (il pilota del LED) ad una frequenza di circa 700 Hz. Poiché la forma d'onda viene regolata per essere quasi quadra, la corrente media nel LED è di circa 50 mA (il LED resta acceso e spento rispettivamente per circa 0,7 ms).

Nel ricevitore, rappresentato nella *fig. 2*, viene impiegato un amplificatore operazionale quadruplo, IC1, la cui parte A viene usata come amplificatore non invertitore con entrata ad alta impedenza e guadagno di tensione di 31 volte. Il fototransistore Q1 è accoppiato, attraverso C1, all'entrata non invertitrice (+) di IC1A. Lo stadio IC1B viene usato come filtro passa-banda attivo, la cui frequenza centrale è di 700 Hz; esso ha un guadagno di tensione di 10 volte, un Q pari a 10 e si può accordare, mediante il controllo di "Accordo" R7, in modo da rendere la sua frequenza di funzionamento uguale alla frequenza del segnale trasmesso.

Il segnale amplificato e filtrato passa all'amplificatore x100 IC1C per produrre un ulteriore guadagno. Il diodo rivelatore D1 ed i suoi componenti relativi di costante di tempo convertono il segnale alternato di 700 Hz in tensione continua per pilotare il trigger di Schmitt IC1D. Il livello di scatto di IC1D può essere regolato, mediante il controllo di scatto R19, tra +5,5 V e +12 V circa. Quando la tensione continua su TP2 supera la tensione su TP1, l'uscita di IC1D sul piedino 8 è prossima allo zero; quando invece la tensione continua su TP2 è inferiore alla tensione predisposta su TP1, l'uscita di IC1D è pari circa a +12 V, punto nel quale Q2 conduce ed eccita K1.

Poiché IC1 funziona con un'alimentazione di 12 V (anziché con l'alimentazione normalmente specificata di ±6 V), IC2 viene usato per generare V/2 (cioè 6 V) a bassa impedenza. Si noti che l'uscita di IC2 è sempre pari alla metà della tensione di alimentazione, anche se quest'ultima varia leggermente. IC2 fornisce pure la tensione V/2 a bassa impedenza, senza consumare la notevole corrente che sarebbe richiesta da un partitore resistivo di tensione.

L'alimentatore a +5 V per il trasmettitore è rappresentato in due versioni nella *fig. 3*. La versione illustrata nella *fig. 3-A* per sola corrente alternata impiega un semplice schema raddrizzatore-filtro ed un comune stabilizzatore di tensione a tre terminali. L'alimentatore a rete di +12 V per il ricevitore è rappresentato nella *fig. 4-A*.

La *fig. 3-B* e la *fig. 4-B* illustrano alimentatori a rete ed a batteria; quest'ultima si commuta automaticamente in circuito nel caso mancasse la tensione di rete o qualora

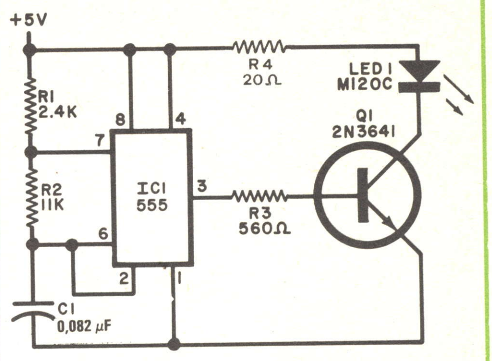


Fig. 1 - In questo semplice trasmettitore, il temporizzatore pilota Q1 per accendere il LED.

MATERIALI PER IL TRASMETTITORE

C1 = condensatore ceramico a disco da 0,082 µF
IC1 = temporizzatore 555
LED1 = diodo emettitore di luce infrarossa Monsanto MI20C oppure ME60 o tipo equivalente
Q1 = transistore 2N3641
R1 = resistore da 2,4 kΩ - 1/2 W, 10%
R2 = resistore da 11 kΩ - 1/2 W, 10%
R3 = resistore da 560 Ω - 1/4 W
R4 = resistore da 20 Ω - 1/2 W

Scatoletta adatta, lente, tubo d'ottone e varie.

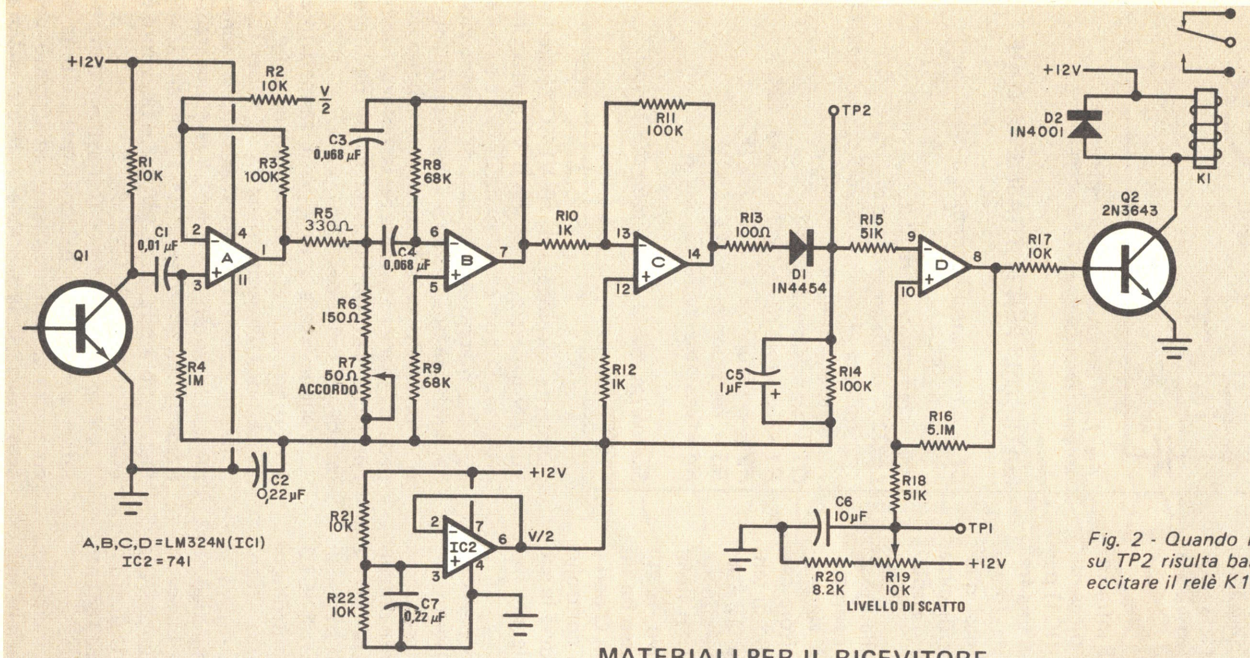


Fig. 2 - Quando la tensione continua su TP2 risulta bassa, Q2 conduce per eccitare il relè K1.

MATERIALI PER IL RICEVITORE

C1 = condensatore ceramico a disco da 0,01 µF
C2-C7 = condensatori ceramici a disco da 0,22 µF
C3-C4 = condensatori ceramici a disco da 0,068 µF
C5 = condensatore Mylar da 1 µF - 15 V
C6 = condensatore elettrolitico da 10 µF - 15 V
D1 = diodo 1N4454
D2 = diodo raddrizzatore 1N4001
IC1 = amplificatore operazionale quadruplo LM324
IC2 = amplificatore operazionale 741
K1 = relé da 12 V - 250 Ω
Q1 = fototransistore Motorola MRD450
Q2 = transistore 2N3643 o tipo equivalente
R1-R2-R17 = resistori da 10 kΩ - 1/2 W, 10%
R3-R11-R14 = resistori da 100 kΩ - 1/2 W, 10%
R4 = resistore da 1 MΩ - 1/2 W, 10%
R5 = resistore da 330 Ω - 1/2 W, 10%
R6 = resistore da 150 Ω - 1/2 W, 10%
R8-R9 = resistori da 68 kΩ - 1/2 W, 10%
R10-R12 = resistori da 1 kΩ - 1/2 W, 10%
R13 = resistore da 100 Ω - 1/2 W, 10%
R15-R18 = resistori da 51 kΩ - 1/2 W, 10%
R16 = resistore da 5,1 MΩ - 1/2 W, 10%
R20 = resistore da 8,2 kΩ - 1/2 W, 10%
R7 = potenziometro da 50 Ω
R19 = potenziometro da 10 kΩ
R21-R22 = resistori da 10 kΩ - 1%

Zoccoli per gli IC, lente, tubo telescopico, scatola adatta e varie.

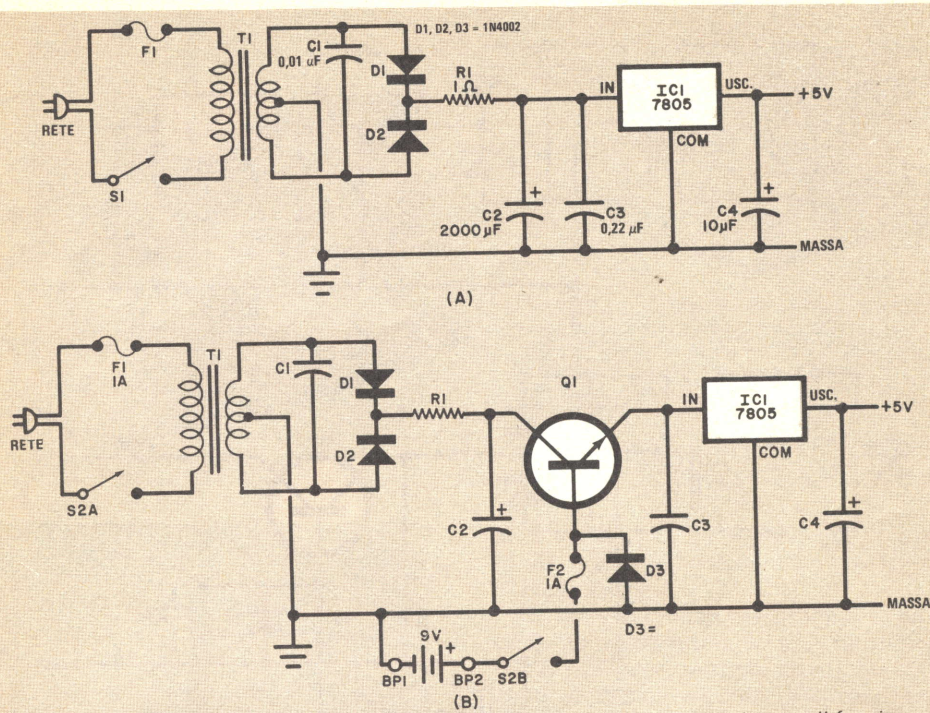


Fig. 3 - Circuito dell'alimentatore nella versione a sola rete (A); circuito previsto per il funzionamento dell'alimentatore con batteria di riserva (B).

MATERIALI PER L'ALIMENTATORE DEL TRASMETTITORE

BP1-BP2 = morsetti isolati
C1 = condensatore ceramico a disco da 0,01 μF - 1 kV
C2 = condensatore elettrolitico da 2.000 μF - 15 V
C3 = condensatore da 0,22 μF
C4 = condensatore al tantalio da 10 μF - 10 V
D1-D2-D3 = diodi raddrizzatori 1N4002
F1-F2 = fusibili da 1 A con relativi supporti
IC1 = stabilizzatore da 5 V tipo 7805
Q1 = transistore tipo BC140 od equivalente
R1 = resistore da 1 Ω - 1/2 W, 10%
S1 = interruttore semplice
S2 = interruttore doppio
T1 = trasformatore d'alimentazione

la linea di rete fosse stata tagliata.

Il circuito di commutazione è un semplice stabilizzatore ripetitore d'emettitore che impiega una batteria come riferimento di tensione (con scarso consumo di corrente), mentre la corrente principale viene fatta passare attraverso il ripetitore d'emettitore dal collettore all'emettitore. Quando manca la tensione di rete, la giunzione base-emettitore del ripetitore d'emettitore funziona come un diodo per condurre la corrente richiesta dalla batteria al circuito. Nell'alimentatore per il trasmettitore della *fig. 3-B*, dopo il ripetitore d'emettitore viene usato uno stabilizzatore da 5 V per rendere la frequenza del temporizzatore 555 indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione. Nel circuito di base del transistore sono stati inseriti il fusibile F2 ed il diodo D3 come protezione contro accidentali inversioni delle polarità della batteria.

Aggiungendo un resistore tra la base ed il collettore del ripetitore d'emettitore, si può dare una carica tampone alla batteria ricaricabile. Si possono rispettare le ca-

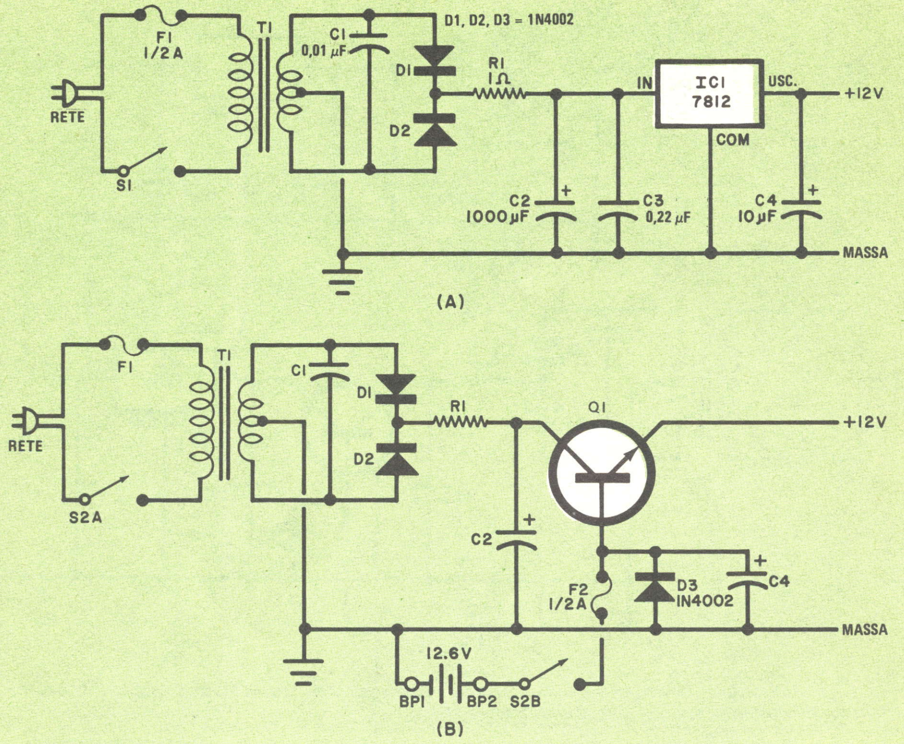


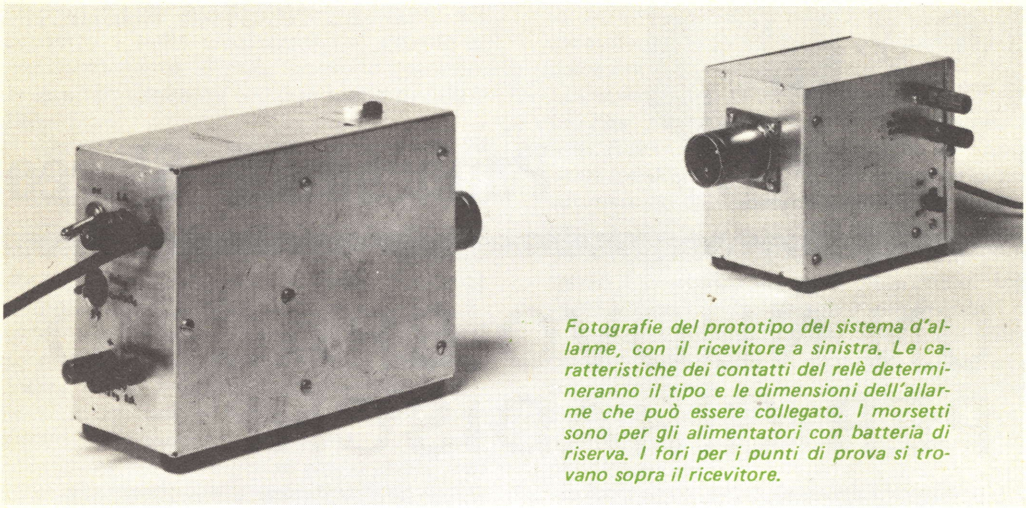
Fig. 4 - Alimentatore a rete (A) e circuito con batteria di riserva (B).

MATERIALI PER L'ALIMENTATORE DEL RICEVITORE

BP1-BP2 = morsetti isolati
C1 = condensatore a disco da 0,01 μF - 1 kV
C2 = condensatore elettrolitico da 1.000 μF - 25 V
C3 = condensatore da 0,22 μF
C4 = condensatore al tantalio da 10 μF - 15 V
D1-D2-D3 = diodi raddrizzatori 1N4002
F1 = fusibile da 0,5 A con relativo supporto
F2 = fusibile da 0,5 A con relativo supporto
IC1 = stabilizzatore da 12 V tipo 7812
Q1 = transistore BC140 o tipo equivalente
R1 = resistore da 1 Ω - 1/2 W, 10%
S1 = interruttore semplice
S2 = interruttore doppio
T1 = trasformatore d'alimentazione

ratteristiche di carica specificate dal fabbricante della batteria variando la tensione del trasformatore ed il valore del resistore posto tra il collettore e la base.

Costruzione - Il trasmettitore ed il ricevitore si possono montare, a seconda delle preferenze, su basette perforate o su piccoli circuiti stampati. Si installi LED1 del trasmettitore in un punto in cui possa essere puntato attraverso un foro munito di lente praticato nel pannello della scatola in cui verrà racchiuso il trasmettitore. Parimenti, si monti Q1 nella scatola del ricevitore, in modo che la sua superficie sensibile "guardi" attraverso un foro munito di lente. I particolari del sistema di lenti da usare nel trasmettitore e nel ricevitore sono indicati nella *fig. 5*. Per escludere la luce visibile, si ponga un pezzo



Fotografie del prototipo del sistema d'allarme, con il ricevitore a sinistra. Le caratteristiche dei contatti del relè determineranno il tipo e le dimensioni dell'allarme che può essere collegato. I morsetti sono per gli alimentatori con batteria di riserva. I fori per i punti di prova si trovano sopra il ricevitore.

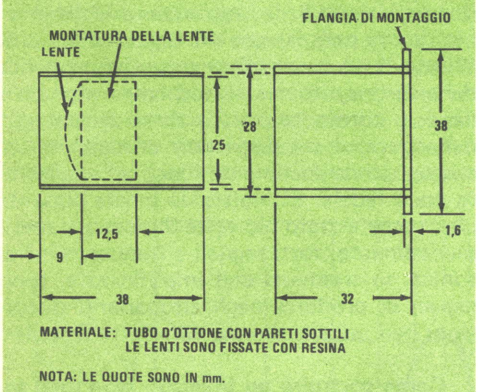


Fig. 5 - Particolari costruttivi dei sistemi di lenti per il ricevitore ed il trasmettitore.

di filtro Kodak Wratten N. 87 nel ricevitore, tra la lente ed il fototransistore.

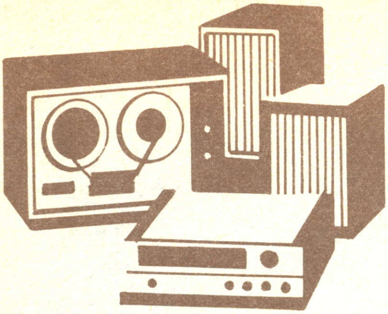
Messa a punto - Si colleghi un oscilloscopio con deflessione orizzontale triggerata od un contatore di frequenza al piedino 3 del circuito integrato IC1 del trasmettitore. Dando tensione al circuito, la frequenza misurata dovrebbe essere molto vicina a 700 Hz. In caso contrario, si alteri leggermente il valore del condensatore C1 aggiungendo in parallelo od in serie ad esso un altro condensatore di basso valore.

Si tolgano le lenti del sistema e si punti il LED del trasmettitore verso il fototransistore del ricevitore, tenendo questi due componenti distanziati tra loro di circa 30 cm. Si colleghi un analizzatore ad alta impedenza a TP2 nel ricevitore (*fig. 2*) e si regoli il potenziometro R7 per la massima lettura sullo strumento. Si colleghi poi un voltmetro a TP1 e si regoli il potenziometro R19 per una lettura di 6,2 V.

Si inseriscano le lenti nel trasmettitore e nel ricevitore e si separino le due unità di circa 3 m. Si punti l'uscita munita di lente del trasmettitore verso l'entrata completa di lente del ricevitore e, con lo strumento collegato a TP2, si regolino il puntamento e l'estensione delle lenti di ciascuna unità per ottenere la massima lettura sullo strumento. Qualsiasi livello su TP1 che superi i 6,2 V regolati per mezzo di R19 dovrebbe far aprire K1. Si può controllare ciò interrompendo il raggio con una mano ed ascoltando il clic del relé. Questo sistema a prova di guasti permette all'allarme di venire azionato se, per una ragione qualsiasi, il raggio infrarosso modulato con 700 Hz viene interrotto.

Il sistema descritto è stato usato con il ricevitore ed il trasmettitore posti a distanze fino a 15 m con le due lenti allineate con precisione. Questo intervallo di distanze dovrebbe essere adeguato per la maggior parte delle applicazioni di sorveglianza.

★



UN NUOVO BRACCIO PER GIRADISCHI

In questa rubrica si è piú volte discusso dell'opportunità di tenere sotto controllo e di ridurre per quanto possibile le risonanze dell'insieme formato da braccio e testina: un fenomeno inevitabile nel processo della riproduzione da disco. La principale di queste risonanze è naturalmente quella determinata dalla massa efficace totale del braccio e dall'elasticità del sistema che nella testina regge la puntina (in realtà si dovrebbe parlare di elasticità al plurale, poiché molte testine presentano valori diversi di questo parametro per spostamenti verticali e laterali). Oltre a questa, vi sono però anche risonanze secondarie, dovute generalmente al fatto che la struttura del braccio non è perfettamente rigida (non si sa d'altronde come si possa costruire un braccio assolutamente rigido); il braccio può cosí comportarsi come un insieme con massa inferiore a quella che esso effettivamente presenta nel suo complesso. Queste risonanze secondarie spesso cadono nella banda audio, a differenza di quella fondamentale che, per la maggior parte degli insiemi braccio-testina, è ben al di sotto dei 20 Hz.

Si sono sempre considerate le risonanze secondarie come quelle che creano minori problemi, pur cadendo nella banda audio; anche quando sono udibili (di regola hanno livelli bassissimi in ogni braccio che sia almeno decente), esse introducono infatti nel suono colorazioni di entità ben minore delle analoghe colorazioni dovute agli altoparlanti od all'ambiente d'ascolto. Grazie alla loro bassa ampiezza, si ha quindi un mascheramento psicoacustico da parte del segnale musicale. La risonanza fondamentale del sistema braccio-testina è invece spesso piuttosto marcata; essa è troppo bassa in frequenza per dare direttamente effetti udibili, ma provoca spostamenti non trascurabili del braccio rispetto alla superficie del disco: il supporto che regge la puntina si flette, determinando una variazione della lunghezza utile del braccio, il che può causare un leggero effetto di "flutter" sul suono; l'esatto posizionamento della testina rispetto al solco viene alterato e varia in continuazione; la forza di appoggio della puntina sul disco non si mantiene costante, dando facilmente luogo ad una lettura poco fedele. E' inoltre da tenere presente che, come è stato piú volte dimostrato sperimentalmente, forti segnali a frequenza infrasonica, se trasmessi dall'amplificatore, sono capaci di produrre negli altoparlanti distorsioni ben udibili, dovute all'effetto Doppler.

Come costruire un braccio - Non tutti sono d'accordo sull'ordine di priorità delle qualità da attribuire ad un braccio per giradischi. Per esempio, secondo alcuni, è soprattutto importante avere una massa efficace molto bassa; in questo modo la risonanza fondamentale può essere portata al di sopra della zona di frequenza che è statisticamente piú eccitata dalle ondulazioni presenti sulla superficie del disco (intorno ai 4 Hz, secondo gli studi condotti presso la Shure). E' evidente però che in un braccio avente una struttura molto leggera si manifestano piú facilmente risonanze secondarie; tuttavia, usando materiali opportuni, costruendo il braccio nel modo piú omogeneo possibile (per esempio rinunciando alle conchiglie di sostegno asportabili della testina) e

ricorrendo ad opportuni accorgimenti nel progetto e nella regolazione del sistema di incernieramento, si può far molto per mantenere tali risonanze sotto la soglia di udibilità.

Un'altra teoria, seguita specialmente in Giappone, consiglia l'uso di un braccio estremamente rigido, e perciò con massa relativamente elevata, per minimizzare le risonanze secondarie. I problemi insiti nella risonanza fondamentale vengono poi risolti mediante diversi dispositivi di smorzamento, o semplicemente non aspettandosi risultati perfetti se non con dischi dalla superficie completamente liscia. I tecnici giapponesi hanno sviluppato metodi raffinati per rilevare e misurare le risonanze secondarie, e la loro attenzione nei confronti di questi effetti è di conseguenza cresciuta sempre di piú. Resta però il fatto che dischi senza ondulazioni, cioè quelli che danno il meglio con bracci relativamente massicci, sono piuttosto difficili da trovare, almeno fuori dal Giappone.

Braccio servo-assistito - Alcuni anni fa due tecnici della 3M presentarono i risultati di un esperimento condotto con un braccio che aveva incorporato un motore elettrico lineare (in pratica, un qualcosa un po' piú complesso che il trasduttore di un altoparlante) e che, grazie ad un sistema di controllo automatico, era in grado di opporsi ad indesiderabili spostamenti verticali causati dalle ondulazioni presenti sul disco. I risultati sembravano promettenti, e presto si seppe che almeno un'altra ditta costruttrice degli Stati Uniti stava lavorando su un dispositivo analogo, con l'intento di lanciarlo poi sul mercato del largo consumo. Recentemente si è saputo che la ditta giapponese Sony ha battuto sul tempo tutti i concorrenti mettendo a punto un braccio "elettronico" leggermente piú complesso di quelli proposti in precedenza. Il fatto che la Sony non abbia per ora in progetto di esportare questo suo prodotto rende questa notizia di interesse puramente accademico, ma i risultati sperimentali raccolti dimostrano tutta la validità del dispositivo.

Secondo quanto ha scritto un esperto della Sony sul giornale "Japan Electronics Industries", i dispositivi che nel braccio servono da motore e da sensore del movimento assolvono diverse funzioni: in primo luogo sollevano ed abbassano il braccio e lo spostano lungo la superficie del disco, cioè compiono le operazioni fondamentali per un giradischi automatico; inoltre applicano la voluta forza di appoggio, quella per la compensazione della forza centripeta, e realizzano il bilanciamento statico; infine, attraverso un sistema di controreazione, introducono uno

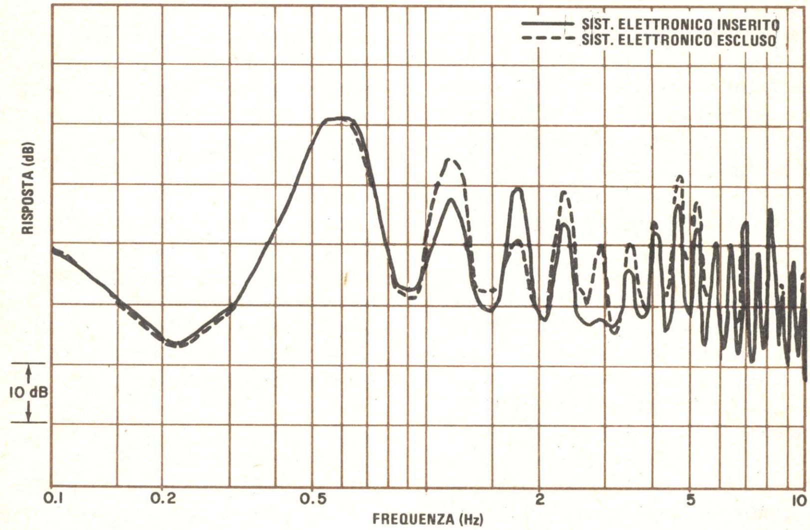


Fig. 1 - Prove eseguite sul braccio Sony con il sistema elettronico inserito (linea continua) ed escluso (linea a tratti) per mostrare gli effetti delle fluttuazioni lente e rapide di velocità ("wow" e "flutter") fino a 10 Hz.

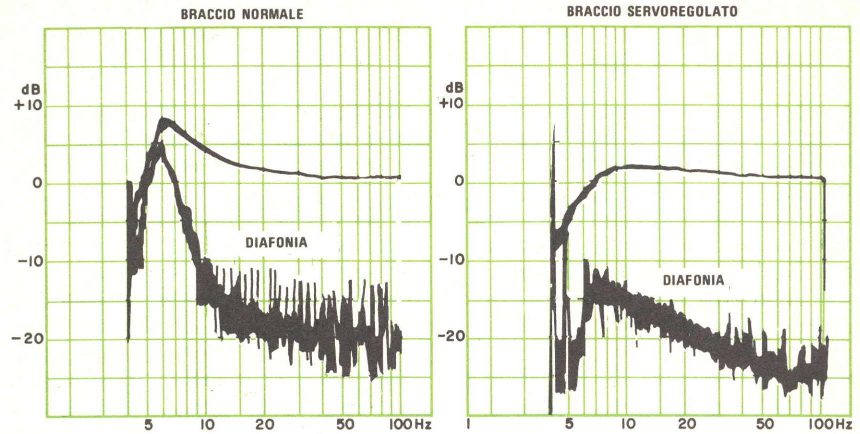


Fig. 2 - L'azione smorzante del sistema elettronico della Sony riduce sensibilmente l'ampiezza della risonanza fondamentale del sistema braccio-testina e la diafonia tra i canali.

smorzamento elettromeccanico che riduce notevolmente la risonanza fondamentale dell'insieme braccio-testina ed altre possibili vibrazioni. E' chiaro che, se la risonanza fondamentale viene eliminata attraverso un sistema elettronico, il braccio può teoricamente essere costruito rigido e massiccio quanto basta per eliminare le risonanze secondarie, senza compromettere le prestazioni globali.

La complessità del sistema progettato dalla Sony pone il sistema stesso un po' al di sopra di altre proposte simili; esso incorpora non solo un sensore del movimento verticale ed un motore, con il compito di determinare il bilanciamento statico, la forza di appoggio e lo smorzamento verticale, ma anche dispositivi simili per gli spostamenti laterali, che mantengono il bilanciamento del braccio e fanno in modo da compensare esattamente la forza centripeta. Le funzioni tipiche di un giradischi automatico cioè il sollevamento e lo spostamento laterale del braccio sul disco, si ottengono facilmente come sottoprodotto di tutto l'insieme. Un sistema ottico, posto vicino alla base del braccio, sente la fine del disco e regola i movimenti del braccio in modo da renderli compatibili con dischi di diversi diametri.

Un'unità esterna, ovviamente essenziale per il funzionamento del complesso, contiene l'amplificatore di reazione, i comandi di funzionamento ed i dispositivi di regolazione. L'articolo dell'esperto della Sony, a cui prima si è fatto cenno, non forniva dettagli su come funziona il sistema di controllo automatico, sul quale perciò si può fare solo qualche supposizione. A differenza di altri sistemi di regolazione automatica che sfruttano nel circuito di controllo il segnale generato dalla testina, facendolo passare attraverso un filtro passa-basso (con frequenza di taglio al di sotto del limite di udibilità), il braccio della Sony non tiene in alcun conto il segnale della testina e fa uso di appositi sensori incorporati. Le curve fornite dalla Sony, riprodotte nella *fig. 1*, fanno pensare che il segnale generato dal sensore del movimento sia fatto passare attraverso un filtro passa-alto che riduca l'effetto del sistema di regolazione automatica per frequenze al di sotto di circa 1 Hz; questo limite dista circa un'ottava dalla frequenza di rotazione di un disco LP, che è grosso modo di 0,5 Hz. Questa riduzione è indispensabile se si vuole (come è giusto) che il braccio possa seguire i solchi di un disco con il foro leggermente fuori centro. La Sony non indica però quale sia il comportamento prevedibile del sistema nel caso di dischi a 45 giri od a 78 giri.

Altre caratteristiche di funzionamento - Le curve della *fig. 2* mostrano la notevole efficacia del braccio Sony nel ridurre l'ampiezza della risonanza fondamentale del sistema braccio-testina. Dalle stesse curve si vede anche come si ottenga una marcata riduzione della diafonia tra i canali; questa particolarità dimostra quanto sbagli chi so-

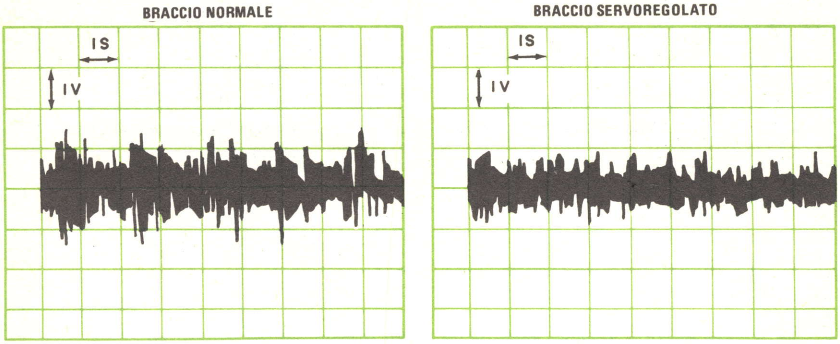


Fig. 3 - Un braccio stabile può ridurre decisamente, su un'estesa banda di frequenza, il rumore in uscita dalla testina.

stiene che i movimenti del braccio provocati dalle ondulazioni presenti sulla superficie del disco siano diretti esclusivamente in senso verticale: i dati sperimentali mostrano infatti che si hanno anche significative componenti laterali del movimento.

La *fig. 1* mostra i valori misurati per il "wow" ed il "flutter" per frequenze sino a 10 Hz, con il servomeccanismo inserito e disinserito. Si noti come il braccio sia piú soggetto agli effetti di modulazione in frequenza quando il servomeccanismo è disinserito, specialmente vicino alla regione dei 4 Hz, particolarmente critica poiché in essa sono concentrati gli spostamenti dovuti alle ondulazioni del disco. Proprio in questa zona si deve cercare di sfruttare le possibilità offerte dal braccio. Nella zona al di sopra dei 5 Hz, cioè (come è suggerito dalle curve della *fig. 1*) nella zona in cui cade la risonanza fondamentale del sistema braccio-testina, i risultati della prova sono meno univoci, ma non rivelano certo un peggioramento delle prestazioni complessive.

Nella *fig. 3* è raffigurato il segnale raccolto all'uscita della testina mentre la puntina scorre su un solco privo di modulazione, con il servomeccanismo alternativamente inserito e disinserito. L'inviluppo del segnale raccolto senza servomeccanismo mostra un andamento che fa pensare ad una sorta di modulazione a bassa frequenza del rumore del disco, che in definitiva aumenta il suo valore di picco. L'ampiezza del segnale raccolto con il servomeccanismo in azione appare invece piú uniforme. In un esperimento effettuato in condizioni analoghe si è osservata una sorta di "serpeggiamento" del braccio, che può innescarsi anche in assenza di modulazioni sul solco; questo serpeggiamento può persino risultare udibile come una specie di vibrazione della puntina.

Nella *fig. 4* sono riportati altri due grafici, ancora rilevati l'uno con il servomeccanismo in funzione, e l'altro senza, i quali dimostrano l'effetto smorzante prodotto da quest'ultimo. Per questa prova è stato fatto cadere un oggetto del peso di 0,5 g sulla conchiglia della testina da un'altezza di 10 cm. L'interpretazione dei risultati è ovvia.

E' una buona idea ? - Occorrerà certo parecchio tempo prima che gli audiofili abbiano occasione di valutare personalmente le prestazioni del nuovo braccio Sony. I dati forniti dalla casa costruttrice sembrano indicare che questa ditta si è mossa nella giusta direzione e rivelano la possibilità di un miglioramento significativo nelle prestazioni dei giradischi. L'aver risolto il problema insito in un braccio di massa rilevante è certo un fatto decisivo, poiché è quasi sicuro che con questo braccio non si dovrebbe presentare alcun inconveniente, a meno che la risonanza fondamentale dell'insieme braccio-testina non cada al di sotto di 1 Hz, ma ciò è assai improbabile, anche con le piú elasti-

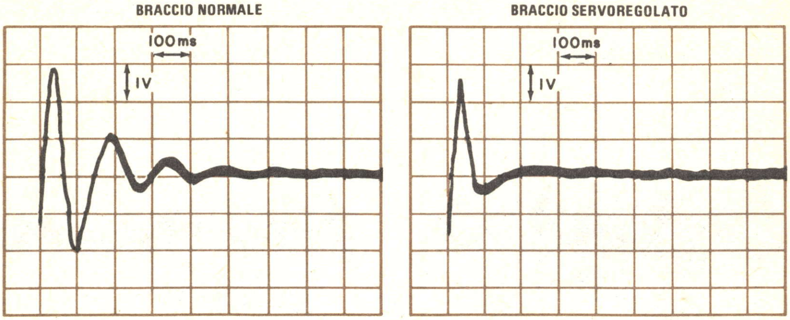


Fig. 4 - Da questa prova d'urto, la superiorità di un braccio servoregolato appare evidente dal rapido smorzarsi dell'oscillazione.

che testine oggi esistenti sul mercato. Sotto questo punto di vista il nuovo braccio della Sony è davvero sorprendente, come è sorprendente il fatto di non richiedere complicate regolazioni ogniqualvolta si cambia la testina. Il bilanciamento statico, la forza di appoggio e quella di compensazione della forza centripeta sono regolabili con mezzi elettronici. Se la nuova testina richiede valori differenti della forza di appoggio e di quella anticentripeta, basta semplicemente impostare i nuovi valori sul modulo di comando. La sostituzione della testina richiede perciò soltanto l'innesto della nuova unità e la rotazione di alcuni comandi.

E' da notare che, se la Sony fosse intenzionata anche ad offrire una sua testina (per esempio una di tipo estensimetrico o fotoelettrico) per il nuovo braccio, si aprirebbero altre possibilità del tutto nuove. Le testine sopra citate hanno infatti una risposta che si estende sino alla corrente continua, cioè rilevano pure una flessione statica della testina. Tenendo sotto controllo la tensione d'uscita, si potrebbe ad esempio realizzare una compensazione automatica, istante per istante, della forza centripeta, variandola di continuo per adattarla alla resistenza sempre diversa che la puntina incontra sul solco a causa delle variazioni nel materiale del disco e delle ondulazioni del solco. La forza di appoggio della puntina sul disco potrebbe essere valutata direttamente in base alla deflessione dell'astina che porta la puntina, e non ci si dovrebbe basare semplicemente sull'ipotesi che ogni esemplare di un determinato modello di testina sia identico agli altri e richieda esattamente la stessa forza di appoggio. Tralasciando altre considerazioni, si può affermare che questo braccio della Sony è estremamente versatile e adatto per poter funzionare con ogni testina di alta qualità.

Certo solo un ridottissimo numero di persone dispone di un sistema per la riproduzione da disco cosí raffinato da ottenere dal disco stesso tutto quello di cui tale mezzo di registrazione è capace; i miglioramenti udibili non sono perciò noti direttamente alla maggior parte degli appassionati di musica.

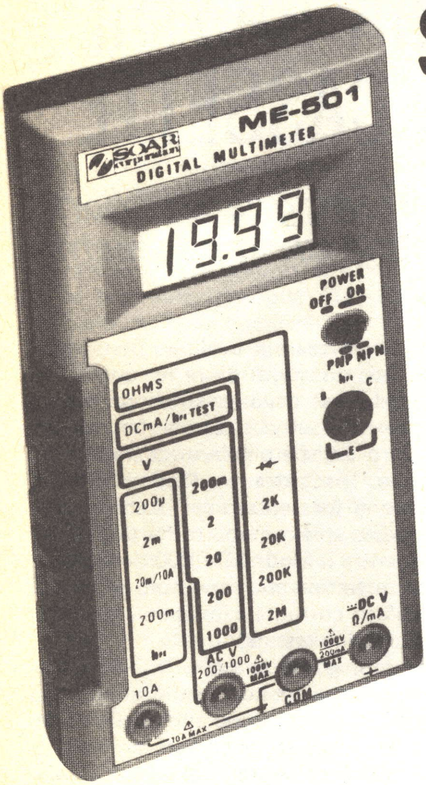
Cercare di realizzare un altoparlante con caratteristiche ideali non è certamente una perdita di tempo, e tentare di ottenere un amplificatore ed un preamplificatore dal suono sempre migliore non è cosa priva di senso, ma sono le fonti di programmi musicali a disposizione dei normali utenti che appaiono oggi decisamente imperfette; i mezzi di registrazione numerica che stanno facendo la loro comparsa sono sotto questo aspetto molto promettenti, ma non sono per il momento ancora disponibili.

E' utile perciò cercare di ottenere ogni miglioramento possibile dal proprio sistema per la riproduzione da disco, anche se questi tentativi richiedono un certo studio e spese non indifferenti, in quanto i risultati possono essere sorprendenti.

★

MULTIMETRI DIGITALI SOAR

NEW



Multimetro Digitale «SOAR»
ME 501 TS/2123-00

- Tecnica MOS/LSI
- Grande precisione
- 3,½ digit - Display a cristalli liquidi LCD
- Alta protezione ai fuori scala
- Provatransistori a pulsanti
- Indicazione massima: 1999 o —1999

Specifiche Tecniche

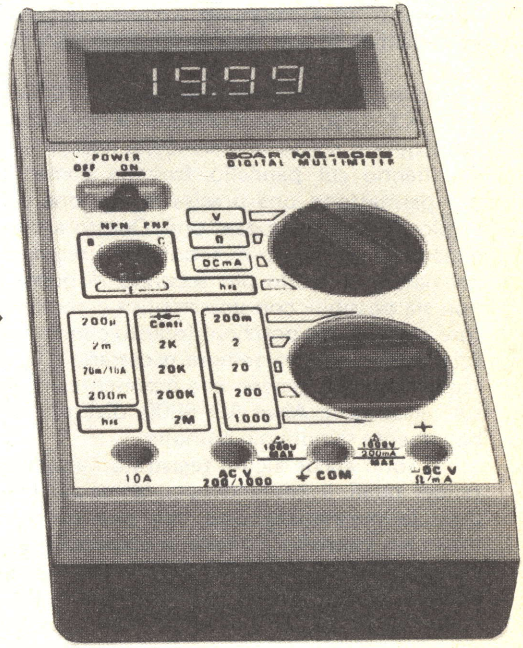
Portate	Tensione c.c. Tensione c.a. Correnti c.c. Resistenze	200 mV - 2-20-200-600 V 200 V - 1000 V 200 μA - 2-20-200 mA - 10 A 2-20-200 kΩ - 2 MΩ
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	± 0,8% Fondo scala ± 1,2% Fondo scala ± 1,2% Fondo scala ± 1% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	100 μV - 1-10-100 mV - 1 V 100 mV - 1 V 100 μA - 1 μA - 10 μA - 100 μA - 10 A 1Ω - 10Ω - 100Ω - 1 kΩ
Impedenza d'ingresso	10 MΩ	
Alimentazione	9 V con pile o alimentatore esterno	
Dimensioni	171 x 90 x 30,5	

Multimetro Digitale «SOAR»
ME 502 TS/2124-00

- Tecnica MOS/LSI
- Grande precisione
- 3,½ digit - Display LED a basso consumo
- Alta protezione ai fuori scala
- Provatransistor
- Commutazioni a slitta
- Indicazione massima: 1999 o —1999

Specifiche Tecniche

Portate	Tensione c.c. Tensione c.a. Correnti c.c. Resistenze	200 mV - 2-20-200-600 V 200 V - 1000 V 200 μA - 2 mA - 200 mA - 10 A 2-20-200 kΩ - 2 MΩ
Precisione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	± 0,8% Fondo scala ± 1,2% Fondo scala ± 1,2% Fondo scala ± 1% Fondo scala
Risoluzione	Tensioni c.c. Tensioni c.a. Correnti c.c. Resistenze	100 μV - 1-10-100 mV - 1 V 100 mV - 1 V 100 μA - 1 μA - 10 μA - 100 μA - 10 mA 1Ω - 10Ω - 100Ω - 1 kΩ
Impedenza d'ingresso	10 MΩ	
Alimentazione	9 V con pile o alimentatore esterno	
Dimensioni	171 x 90 x 30,5	



SPECIALISTS IN TESTING AND MEASURING INSTRUMENTATION

SOAR corporation

SOAR ELECTRONICS CORP. U.S.A. New York

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA G.B.C. italiana

COMPATIBILITA' TRA NASTRI E REGISTRATORI A CASSETTE

"... per ottimizzare il livello di premagnetizzazione di un registratore ... è indispensabile un apparecchio a tre testine".

Come ben sa chi legge regolarmente i rapporti delle prove condotte sugli apparecchi per alta fedeltà, possono sorgere seri problemi di compatibilità tra un registratore a cassette ed il nastro usato con esso (lo stesso problema esiste con gli apparecchi a bobine, ma i parametri sono molto meno critici). Per questo motivo è molto importante che il costruttore del registratore specifichi i nastri per cui il suo apparecchio è stato messo a punto; quando manca tale indicazione, per le valutazioni delle prove si è costretti a misurare la risposta in frequenza globale (registrazione piú riproduzione) con diversi tipi di nastro prima di scoprire quelli che sono piú adatti all'apparecchio in prova e quali eventualmente non debbano essere usati su esso.

Alcuni registratori a cassette, quali il Modello KX-1030 della Kenwood di cui si parla in questo stesso numero della nostra rivista, hanno sul pannello frontale comandi che permettono una precisa regolazione del livello di premagnetizzazione. Questo accorgimento ha lo scopo di soddisfare i requisiti del nastro in modo piú accurato di quanto non sia possibile con un semplice commutatore a due o tre posizioni (questo commutatore è però ancora sempre necessario). Una regolazione del genere, che è presente anche sul registratore Aiwa AD-6800, diverrà probabilmente sempre piú comune.

Vi sono anche alcuni registratori a cassette nei quali il comando per la regolazione della premagnetizzazione, pur non essendo posto sul pannello frontale, è comunque accessibile dall'esterno mediante un cacciavite. Poiché l'esatta regolazione del livello di premagnetizzazione richiede l'impiego di strumenti di misura esterni, questi comandi sono spesso di poca utilità per l'utente medio. Dal punto di vista pratico, il metodo piú conveniente per ottimizzare il livello di premagnetizzazione di un registratore è quello di ascoltare, nel corso della registrazione stessa, il segnale messo sul nastro; per far questo lavoro è però indispensabile un apparecchio a tre testine. Il registratore Mod. KX-1030 della Kenwood (presentato nel "Laboratorio test" di questo stesso numero) ha tale caratteristica, mentre il Mod. AD-6800 della Aiwa ha una terza testina che serve solo a questo scopo (nell'uso corrente è invece un normale apparecchio a due testine).

In entrambi gli apparecchi, la procedura di regolazione consiste nel registrare due toni audio di uguale livello, l'uno alle medie e l'altro alle alte frequenze. L'apparecchio della Kenwood registra ciascun tono su entrambi i canali contemporaneamente, alternandoli in segmenti della durata di circa un secondo ciascuno, mentre l'apparecchio della Aiwa li registra continuamente e simultaneamente, l'uno sul canale destro e l'altro su quello sinistro. L'ottimizzazione si effettua attraverso piccoli cambiamenti del livello di premagnetizzazione intorno ad un valore nominale, che dovrebbe essere quello corretto. Questi piccoli cambiamenti influenzano minimamente il livello d'uscita alle basse ed alle medie frequenze (400 Hz è la frequenza usata su entrambi gli apparecchi), ma hanno sensibile effetto alle frequenze elevate. Nell'apparecchio della Aiwa la frequenza superiore è di 8 kHz ed in quello della Kenwood di 10 kHz. Nel regolare l'apparecchio della Aiwa, il livello d'uscita corrispondente ai due segnali viene osservato contemporaneamente sui due strumenti di misura ed il livello di premagnetizzazione viene fatto variare sino a che i due strumenti non indicano lo stesso valore; la regolazione agisce nello stesso modo su entrambi i canali. La Kenwood ha invece adottato regolazioni separate per i

due canali; poiché ciascuno strumento indica alternativamente il livello dell'uno e dell'altro segnale, il punto ottimo si individua come quello che dà la minima oscillazione della lancetta.

Il problema della compatibilità è affrontato in modo diverso dalla JVC; i suoi esperti sostengono che, tenuto conto degli effetti del livello di premagnetizzazione sulla distorsione e sul livello d'uscita, il metodo di cui sopra non è il piú conveniente per ottimizzare la premagnetizzazione (benché essi ammettano che con un apparecchio a tre testine esso possa dare risultati soddisfacenti). Una variazione nel livello di uscita può per esempio influenzare negativamente le prestazioni dei sistemi per la riduzione del rumore incorporati nell'apparecchio (Dolby o ANRS). La JVC sostiene che il modo migliore per adattare un certo registratore ad un dato nastro sta nell'ottimizzare l'equalizzazione in registrazione alle alte frequenze; questo inoltre è il solo metodo soddisfacente per un apparecchio a due testine.

Non vi è comunque alcun dubbio sul fatto che sia la premagnetizzazione sia l'equalizzazione in registrazione abbiano profonda influenza sulle prestazioni di qualsiasi registratore, in particolare modo di quelli a cassette. Per mostrare quanto ciò sia vero, verranno usati, come esempio, i dati, tratti da pubblicazioni delle case costruttrici, relativi a due nastri all'ossido di ferro di buona qualità. Le curve relative ad entrambi i nastri sono riportate nella *fig. 1*, ove sono tracciate con le stesse scale; le linee a tratto continuo sono relative al nastro "A" mentre quelle tratteggiate corrispondono al nastro "B". Sull'asse orizzontale è riportato il livello di premagnetizzazione espresso in decibel, rispetto ad un livello di riferimento (0 dB) che è quello raccomandato per il nastro standardizzato dalle norme DIN, nastro che serve come base per le specifiche sui nastri di tutto il mondo. Sull'asse verticale sono riportati i livelli d'uscita nelle diverse condizioni.

Le curve superiori indicano il livello massimo d'uscita (o MOL, "Maximum Output Level") che è quello corrispondente ad una distorsione in riproduzione del 3% alla frequenza di 315 Hz. Come mostrano le curve, quando ai due nastri si applica il livello di premagnetizzazione previsto dalle norme DIN, oppure un livello leggermente superiore, essi danno il massimo MOL alle basse ed alle medie frequenze (il nastro "A" dà un segnale di uno o due dB piú alto di quello del nastro "B"). Da queste curve si potrebbe pensare che qualsiasi livello di premagnetizzazione superiore a circa +2 dB consenta di

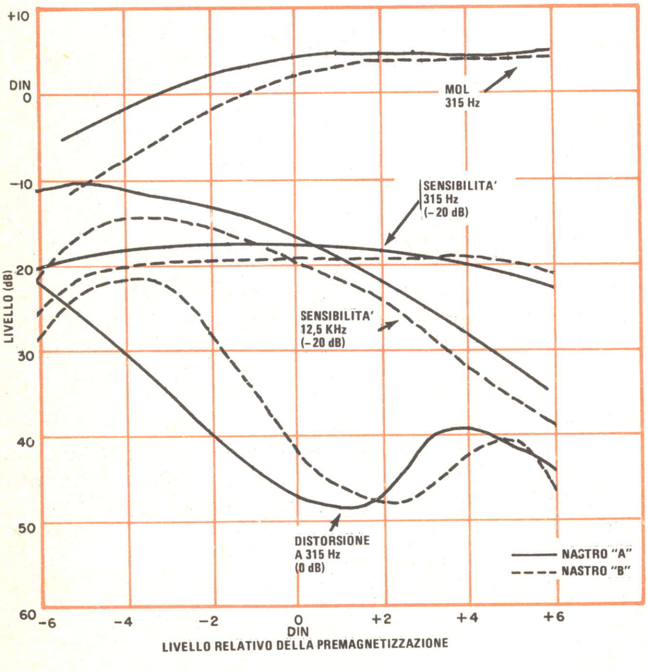


Fig. 1 - Le curve pongono a confronto le prestazioni di due diversi tipi di nastro (A e B) mettendo in evidenza gli effetti della premagnetizzazione.

ottenere le migliori prestazioni con entrambi i nastri; se però si esaminano le curve di distorsione che compaiono nella parte inferiore del grafico, si arriva a conclusioni diverse. Entrambi i nastri hanno uguale distorsione minima, di -48 dB (0,4%), ma il minimo viene raggiunto con livelli di premagnetizzazione diversi. Il nastro "B" richiede infatti, per dare la minima distorsione, un livello all'incirca 1,5 dB piú alto di quello necessario per il nastro "A".

Basandosi su queste informazioni, che sono però ancora solo parziali, si potrebbe concludere che il nastro "B" debba essere usato con un livello di premagnetizzazione 1,5 dB piú alto di quello da usare per il nastro "A". Ciò è probabilmente vero, ma per arrivare ad una conclusione definitiva è bene esaminare piú a fondo il comportamento del nastro nel suo insieme. Si cominci ad esempio con l'osservare le curve di sensibilità dei due nastri, rilevate con livello di registrazione di -20 dB a 315 Hz. Queste curve mostrano il livello in riproduzione, alla frequenza considerata, ottenuto con un livello di registrazione di -20 dB; come si vede la sensibilità è praticamente indipendente dall'entità della premagnetizzazione; si osserva inoltre che il nastro "A" ha un livello circa 2 dB piú alto di quello del nastro "B" per un livello di premagnetizzazione di 0 dB ed un livello appena piú basso di quello del nastro "B" ad elevati livelli di premagnetizzazione. Le curve di sensibilità rilevate a 12,5 kHz sono invece fortemente in pendenza e intersecano quelle rilevate a 315 Hz. Queste curve fanno chiaramente vedere il notevole effetto della premagnetizzazione sul livello di uscita a 12,5 kHz che si ha usando un livello di registrazione di -20 dB.

Si supponga ora che il registratore sia stato tarato usando il nastro "A" e con livello di premagnetizzazione di +1 dB; pur supponendo di usare una testina di registrazione ideale, sarebbe necessario esaltare di circa 1,5 dB il segnale a 12,5 kHz inviato al nastro per ottenere una risposta globale uniforme (che in questa analisi semplificata significa solo uguale livello d'uscita a 315 Hz ed a 12,5 kHz). Se invece l'apparecchio è stato tarato per il nastro B utilizzando un livello di premagnetizzazione di +2,5 dB, l'esaltazione che i circuiti per la equalizzazione in registrazione devono dare alla frequenza di 12,5 kHz per ottenere una risposta globale uniforme è di circa 6 dB; si noti che a causa delle perdite nella testina sarebbe in pratica necessaria una esaltazione leggermente maggiore; la cosa non interessa però i fenomeni in discussione e perciò non se ne terrà conto.

Se su un registratore tarato con la procedura di cui sopra per il nastro "A" si vuole modificare il livello di premagnetizzazione in modo da ottenere una risposta uniforme con il nastro "B" senza toccare i circuiti che effettuano l'equalizzazione in registrazione, il livello di premagnetizzazione deve essere abbassato a circa +0,5 dB. Con questa premagnetizzazione l'equalizzazione in registrazione, che era come detto in precedenza di 1,5 dB, dà la risposta in frequenza desiderata. Se invece un registratore tarato come visto in precedenza per il nastro "B" deve essere usato con il nastro "A", la premagnetizzazione dovrà avere un livello di +3 dB (cosí che l'equalizzazione in registrazione alle alte frequenze, pari a 6 dB, dia una risposta globale uniforme). Come risultato non voluto si ha però un aumento di 6 dB nella distorsione.

E' evidente dunque che non si può far lavorare un registratore a cassette nelle condizioni ottimali semplicemente agendo sul livello di premagnetizzazione. Vediamo ora che cosa si può dire sul metodo adottato dalla JVC, cioè quello di regolare l'equalizzazione in registrazione in modo da ottenere la risposta globale piú uniforme, tenendo fisso il livello di premagnetizzazione. In teoria questo metodo non sembra migliore di quello basato sulla regolazione della premagnetizzazione; se in pratica esso dà risultati migliori è solo perché la maggior parte dei nastri di buona qualità è prevista per funzionare con premagnetizzazioni molto simili; entro i limiti in cui questo fatto è vero, la tecnica di regolare solo l'equalizzazione dà buoni risultati; se invece non è vero, esiste una buona probabilità che il nastro non stia funzionando in corrispondenza del suo punto di minima distorsione, anche se la risposta globale in frequenza che si ottiene è perfettamente uniforme.

Nel caso del metodo sostenuto dalla JVC, almeno come esso viene usato nel Modello KD-75 prodotto da questa casa ed in altri registratori a cassette, per stabilire la corretta equalizzazione in registrazione ci si deve basare esclusivamente sull'udito. Se in questi apparecchi venissero però incorporati oscillatori e strumenti di misura, e venisse montata una terza testina per la lettura, la regolazione

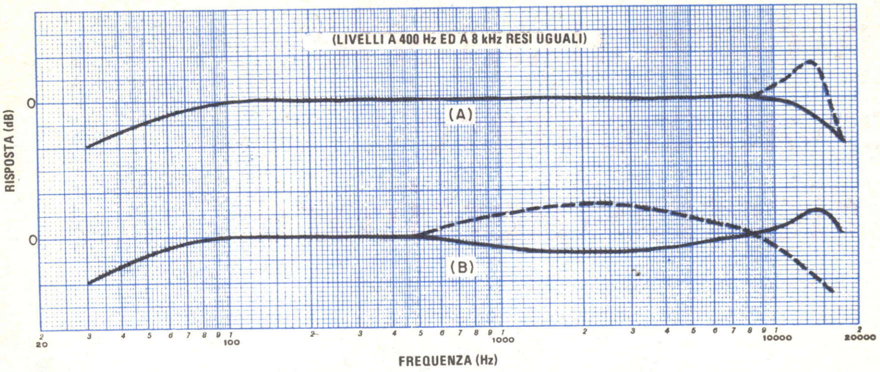


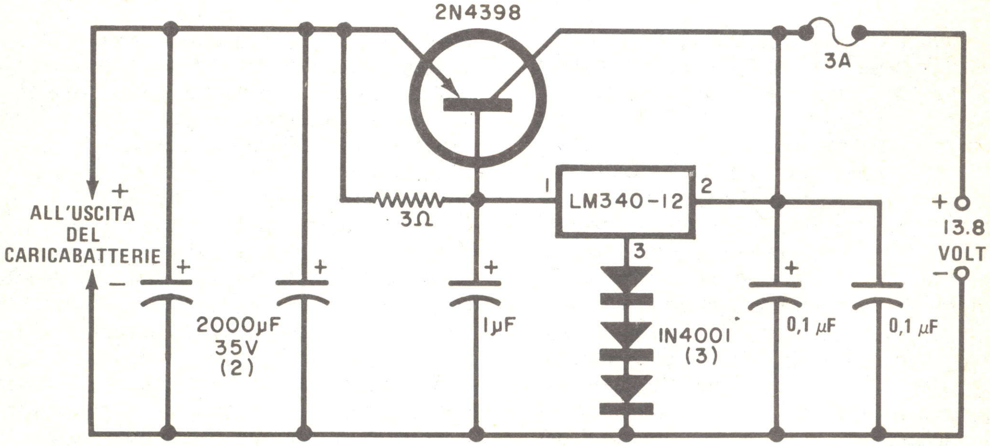
Fig. 2 - Possibili differenze tra le risposte di due diversi nastri. In a) sono visibili due risposte molto simili tra loro, ma in altri casi (b) la differenza può essere notevole.

potrebbe avvenire come negli apparecchi della Aiwa e della Kenwood; il registratore della JVC ha però attualmente due sole testine. Basandosi sull'esperienza acquisita usando proprio questi tre registratori, si può affermare che, pur essendo i sistemi di misura della Aiwa e della Kenwood molto buoni, la regolazione si effettua con altrettanta facilità semplicemente registrando il soffio proveniente da un ricevitore per MF non sintonizzato su alcuna stazione e facendo continui confronti tra segnale originale e segnale registrato, mentre si varia il livello di premagnetizzazione (o l'equalizzazione). Nel caso del registratore della JVC si deve procedere ad una registrazione con diverse posizioni del commutatore per l'equalizzazione ed effettuare un successivo ascolto del nastro registrato per poter fare tutti i confronti.

In questi metodi di ottimizzazione vi è ancora un altro punto debole: il sistema sviluppato dalla Aiwa e dalla Kenwood è basato sull'ottenimento della medesima risposta a due sole frequenze diverse: una bassa ed una alta. Ciò però non assicura affatto che la risposta sia la stessa anche alle frequenze intermedie, od a quelle superiori alla frequenza di misura piú elevata che è stata adottata. La curva a tratto continuo della *fig. 2-a* mostra la curva di risposta che si può ottenere, dopo aver pareggiato le risposte a 400 Hz ed a 8 kHz da un registratore avente una certa caduta alle frequenze elevate; la linea tratteggiata mostra invece un'altra situazione possibile: le risposte a 400 Hz ed a 8 kHz sono ancora uguali, ma si ha un leggero picco alle alte frequenze (che può essere per esempio dovuto all'uso di un nastro particolarmente sensibile alle alte frequenze). Il suono che si ottiene nelle due condizioni è ovviamente molto diverso; in generale, piú la frequenza di misura superiore è spostata verso l'alto, meno è probabile che si abbiano fenomeni di questo tipo; è però possibile trovarsi nella condizione mostrata dalla *fig. 2-b*. Il fatto è che l'uguaglianza della risposta a due sole diverse frequenze non assicura per nulla che il suono ottenuto sia lo stesso. Da questo punto di vista è vantaggioso fare la regolazione ad orecchio, cosí da ottenere la migliore risposta in frequenza soggettiva.

Probabilmente il miglior metodo per risolvere il problema della compatibilità tra nastri e registratori (metodo che, a quanto ci risulta, non è stato ancora adottato da alcun apparecchio in commercio) è quello di regolare sia il livello di premagnetizzazione sia l'equalizzazione, con l'aiuto di diversi segnali a frequenza elevata mentre una terza testina dovrebbe essere accoppiata ad uno strumento di misura. Il livello di premagnetizzazione potrebbe allora essere regolato in modo da ottenere la massima uscita (o un altro valore prestabilito) a 400 Hz, e l'equalizzazione potrebbe poi essere regolata in modo da ottenere lo stesso livello d'uscita a due o tre frequenze di prova, piú elevate. In effetti, una procedura del genere è proprio quella che seguono gli esperti della casa costruttrice quando mettono a punto il registratore; quando anche l'utente medio sarà messo in grado di fare altrettanto, senza dover ricorrere a strumenti di misura esterni, egli potrà veramente ottenere le migliori prestazioni dal proprio registratore, qualsiasi sia il tipo di nastro utilizzato. ★

Un caricabatterie per alimentare il ricetrasmettitore



Un caricabatterie d'auto da 4 A è generalmente composto da un trasformatore, da un raddrizzatore a ponte e talvolta da un resistore limitatore. L'uscita continua non è filtrata, ma è una forma d'onda raddrizzata pulsante ad onda intera. Nei picchi della forma d'onda, la tensione d'uscita è superiore a quella della batteria per cui in questa scorrono impulsi di corrente di carica.

Un caricabatterie del genere può essere usato con il circuito rappresentato nella figura per alimentare un ricetrasmettitore CB, un giranastri per auto, ecc. I condensatori da 1 µF devono essere robusti componenti al tantalio con tensione di lavoro di 25 V o piú, mentre quelli da 0,1 µF devono essere di tipo ceramico a disco. Si munisca di dissipatore di calore il transistore di transito usando rondelle di mica e pasta termica al silicone. Quando il caricabatterie viene usato per alimentare il circuito stabilizzatore e il ricetrasmettitore, il resistore limitatore di corrente del caricabatterie (se esiste) deve essere cortocircuitato. Se lo spazio lo consente, il circuito stabilizzatore può essere incorporato nella scatola del caricabatterie, usando un commutatore a molte vie per poter scegliere le funzioni di caricabatterie o di alimentatore.

Il commutatore ha il compito di cortocircuitare il resistore limitatore, collegare il raddrizzatore ai condensatori di filtro (staccando contemporaneamente i terminali d'uscita del caricabatterie dal circuito di carica) e applicare la tensione ai terminali d'uscita dell'alimentatore. ★

NEW

OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA TS/5000-00



- **Favoloso per didattica**
- **Ultracompatto**
- **Tubo RC ad alta luminosità**
- **Ottima sensibilità**
- **Comandi frontali per un facile impiego**
- **Ingresso sincro esterno**
- **Regolazione assi a copertura continua**

Tubo RC 3" (60 x 50)
Divisione griglia 10 x 8
Fosforo - verde media resistenza

Asse verticale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 6 MHz
Commutatore: c.c. c.a.
Sensibilità: 10 mV - 10 V
Attenuatore: 1/1 1/10 1/100 e controllo variabile di guadagno 22 dB
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ 35 pF in parallelo
Tensione massima ingresso: 300 Vc.c. e 600 Vpp

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 250 kHz
Sensibilità: 0,3 V/Div
Impedenza d'ingresso: – 1 MΩ 30 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: – 100 Vpp

Base dei tempi

Frequenza di sweep: 10 - 100 Hz / 10 - 1000 Hz / 1-110 kHz con variazione continua
Sincronismo: interno - esterno
Sensibilità: sincro interno 1 Div / esterno 2 Vpp
Alimentazione: 220 Vc.a. - 50 Hz
Dimensioni: 270 x 145 x 190

nyce
TEST & MEASURING INSTRUMENTS

DISTRIBUITO
IN ITALIA
DALLA GBC

LE NOSTRE RUBRICHE

L'Angolo dello Sperimentatore

IL DEMULTIPLEXER 74154

Come si sa, un multiplexer ha un gruppo di entrate di indirizzo che seleziona una di parecchie entrate dati. Il livello logico dell'entrata selezionata viene poi inviato all'unico piedino d'uscita del circuito integrato. Un demultiplexer, come ci si può aspettare, svolge la funzione opposta: un gruppo di entrate di indirizzo sceglie una di parecchie uscite. Lo stato binario di una sola entrata viene poi inviato all'uscita scelta.

Osservando la *fig. 1* si può visualizzare la differenza essenziale tra un multiplexer (MUX) e un demultiplexer (DEMUX).

Semplice demultiplexer 1 di 2 - La *fig. 2* mostra un semplice DEMUX con due uscite

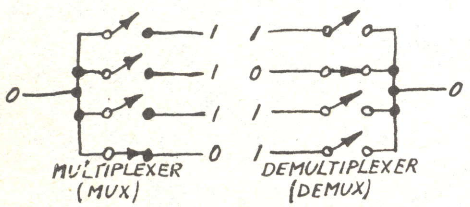
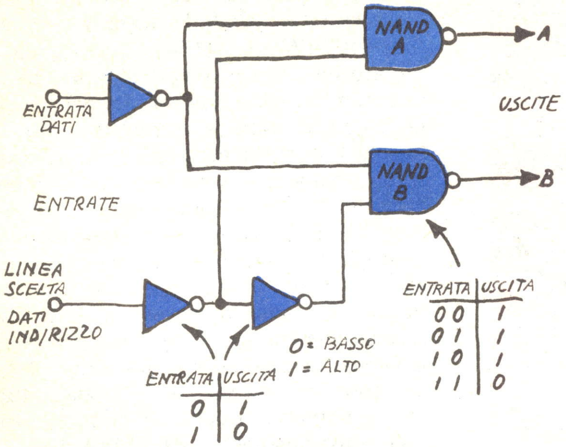


Fig. 1 - Confronto tra il multiplexer ed il demultiplexer.

e una linea scelta uscita (indirizzo). Il circuito viene denominato DEMUX 1 di 2, poiché lo stato logico dell'unica entrata viene inviato ad una di due uscite in un dato momento secondo lo stato della linea scelta uscita; la linea scelta uscita svolge la stessa funzione dell'entrata scelta dati di un MUX. Il livello logico sulla linea scelta dati viene denominato indirizzo, in quanto ogni possibile stato logico scelta uscita, in questo caso 0 e 1, sceglie una ed una sola uscita.

Con riferimento alla *fig. 2*, si supponga che l'entrata dati sia bassa (0 logico). Quando l'indirizzo nella linea scelta uscita è 0 logico, viene scelta la porta NAND A e lo 0 logico sull'entrata dati appare sull'uscita A. L'uscita B rimane a 1 logico. Quando l'indirizzo scelta uscita è 1 logico, viene scelta la porta NAND B e lo 0 logico sull'entrata dati viene inviato all'uscita B. Si supponga poi che l'entrata dati sia 1 logico. Le uscite di entrambe le porte NAND saranno alte qualunque sia quella scelta dall'indirizzo scelta uscita.

Si tenti di sperimentare questa spiegazione seguendo, attraverso il circuito, tutte le combinazioni possibili di entrate e di indirizzi. La *fig. 2* mostra anche le tabelle della verità per il DEMUX 1 di 2 e quelle delle porte e degli invertitori che lo compongono.



DATI ENTRATA	INDIRIZZO	USCITA A	USCITA B
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	1
1	1	1	1

Fig. 2 - Schema logico e tabelle della verità di un semplice demultiplexer 1 di 2.

Uso dei demultiplexer come decodificatori - Per definizione, un decodificatore logico converte un'entrata binaria in qualche altro sistema numerico, spesso ottale, decimale o esadecimale. Un demultiplexer può facilmente essere trasformato in un decodificatore ponendo la sua entrata dati allo stato basso. Ciò farà diventare bassa l'uscita scelta dall'indirizzo d'entrata, mentre tutte le altre uscite sono alte. Se il DEMUX ha quattro linee di indirizzo e sedici uscite, applicando un conteggio sequenziale binario (0000, 0001, 0010, ...1111) alle linee di indirizzo si faranno cadere allo 0 logico sequenzialmente le rispettive uscite, una alla volta.

Per capire meglio come un DEMUX possa essere usato quale decodificatore, si assegni mentalmente l'entrata dati della *figura 2* a massa (bassa). Poi si contrassegnino le uscite A e B con le cifre (non bit) 0 e 1. Se le uscite sono collegate a LED, il LED della cifra 0 si accenderà quando l'indirizzo, che è ora diventato l'entrata binaria, è 0 logico e il LED della cifra 1 si accenderà quando l'entrata binaria è 1 logico. I demultiplexer hanno molte applicazioni quando vengono usati come decodificatori.

Demultiplexer perfezionati - E' possibile costruire sperimentalmente una versione funzionante del DEMUX 1 di 2 della *fig. 2*. Questo circuito ha, tuttavia, un'utilità limitata. Per fortuna, sono reperibili facilmente parecchi tipi di demultiplexer piú versatili, tra cui vi sono i tipi 74139, 74155, e 74156 doppi 1 di 4 e il 74154 1 di 16. Sono anche reperibili demultiplexer CMOS.

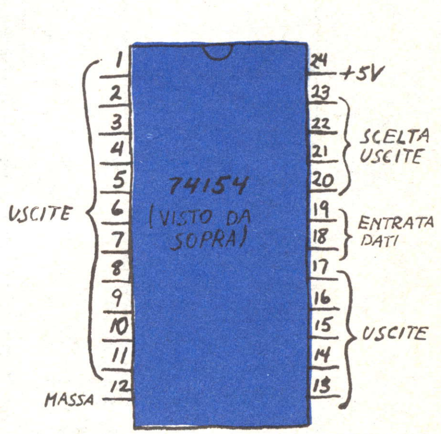


Fig. 3 - Disposizione dei piedini del demultiplexer 74154.

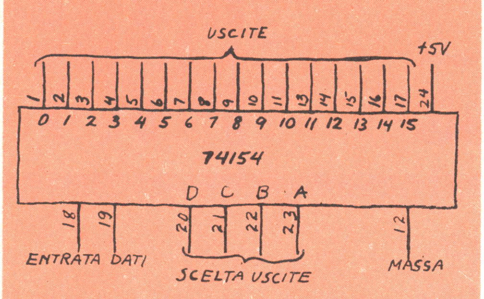


Fig. 4 - Disposizione dei piedini del 74154.

Il demultiplexer-decodificatore 74154 - Nella *fig. 3* è visibile la disposizione dei piedini del DEMUX 74154. Questo circuito integrato ha quattro entrate di indirizzo e sedici uscite. Vi sono due entrate dati, G1 e G2. Quando entrambe le entrate dati sono allo 0 logico, il circuito funziona quale decodificatore da binario a esadecimale ovvero, come è anche noto, quale decodificatore da quattro linee a sedici linee. La demultiplexazione viene effettuata quando un'entrata viene tenuta allo 0 logico e l'altra viene usata come entrata dati. Quando l'unica entrata dati è allo 0 logico, l'uscita scelta dall'indirizzo è allo 0 logico e tutte le altre uscite sono a 1 logico. Quando l'entrata dati è a 1 logico, tutte le uscite, compresa quella scelta, sono 1 logico.

Il funzionamento del 74154 è piú com-

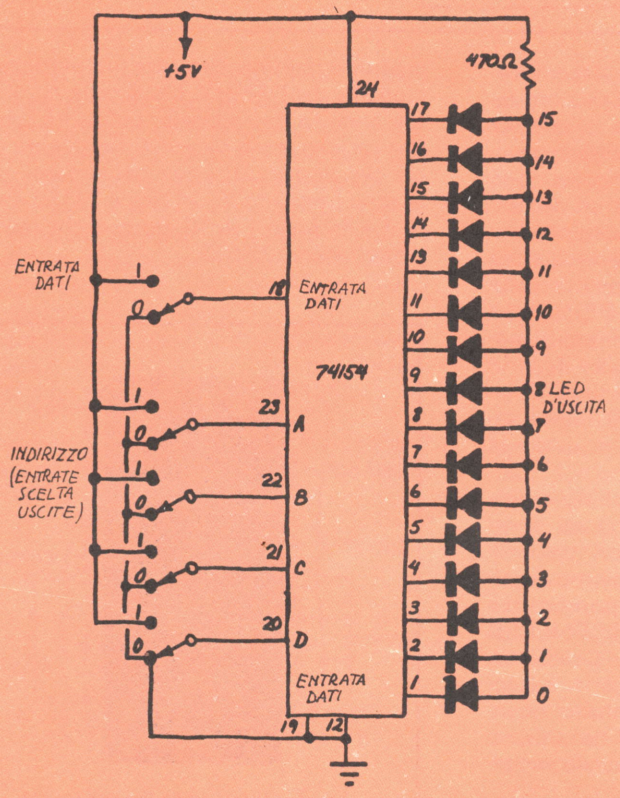


Fig. 5 - Circuito dimostrativo per il 74154.

prensibile se si fa riferimento alla *fig. 4*, la quale mostra come il DEMUX 74154 sia l'immagine speculare del MUX 74150 di cui si è parlato nell'articolo pubblicato nella rubrica "L'angolo dello Sperimentatore" del numero di Marzo 1980 della nostra rivista.

Un demultiplexer dimostrativo - La *figura 5* mostra un circuito che si può costruire per dimostrare il funzionamento del DEMUX 74154. Come si vede, il circuito non ha applicazioni pratiche ma queste si possono ottenere sostituendo l'entrata dati e/o i commutatori di indirizzo con segnali logici provenienti da altri circuiti.

Decodificatore da binario a esadecimale - Nella *fig. 6* è rappresentata un'applicazione pratica per il 74154. Entrambe le entrate del 74154 sono allo 0 logico (a massa) e ciò allo scopo di mettere in risalto le capacità di decodificazione del circuito integrato. In funzionamento, un gruppo di quattro bit sulle entrate di indirizzo viene decodificato dal 74154. Una delle sedici uscite del 74154 poi diviene bassa mentre tutte le altre restano alte. Il LED collegato all'uscita bassa si accende per indicare il numero decodificato. Anche se il circuito è un decodificatore da binario a esadecimale, esso può convertire un numero binario di quattro bit in qualsiasi altro sistema numerico contrassegnando appropriatamente i LED di uscita.

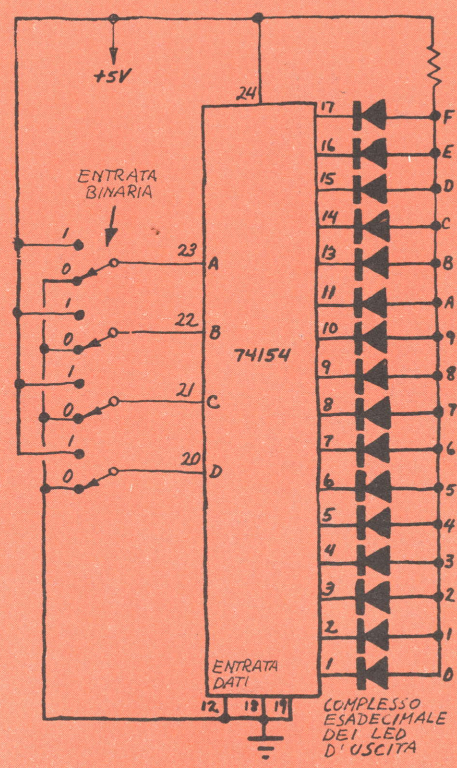


Fig. 6 - Con il 74154 è possibile realizzare un decodificatore da binario a esadecimale.

Sequenziatore numerico - Nella *fig. 7* è riportato un circuito che ha numerose applicazioni: un sequenziatore numerico. In funzionamento, il generatore di cadenza 555 fornisce un treno di impulsi all'entrata di un contatore a quattro bit tipo 74193. Le uscite del contatore sono applicate alle entrate di indirizzo di un 74154 le cui sedici uscite vengono sequenzialmente portate da alte a basse.

In questo circuito, il 74154 viene fatto funzionare come decodificatore da quattro linee a sedici linee, ma può anche essere usato come DEMUX staccando una delle due linee di entrata dati (piedini 18 e 19) da massa e inviando ad essa un segnale logico 0 quando si desidera un'uscita. In entrambi i casi le uscite del 74154 si possono usare per pilotare LED, relé, transistori o SCR o anche collegare ad altri circuiti logici e persino ad altri circuiti integrati DEMUX per ottenere una piú vasta capacità di decodificazione.

Se il generatore di cadenza 555 viene calibrato per emettere impulsi ad intervalli noti, il sequenziatore può essere usato come semplice orologio. Tra le varie applicazioni, vi sono la temporizzazione in camera oscura quando il generatore di cadenza funziona a 1 Hz e la temporizzazione delle telefonate quando il generatore di cadenza emette un impulso al minuto.

Per usare il circuito per la prova della reazione, si regoli il generatore di cadenza in modo che generi un impulso ogni 0,05 s (50 ms). Si colleghino un interruttore a levetta e un interruttore a pulsante normalmente chiuso in serie tra il piedino 3 del 555 e il piedino 5 del 74193. Per iniziare la prova, si preghi un amico di chiudere, dopo un

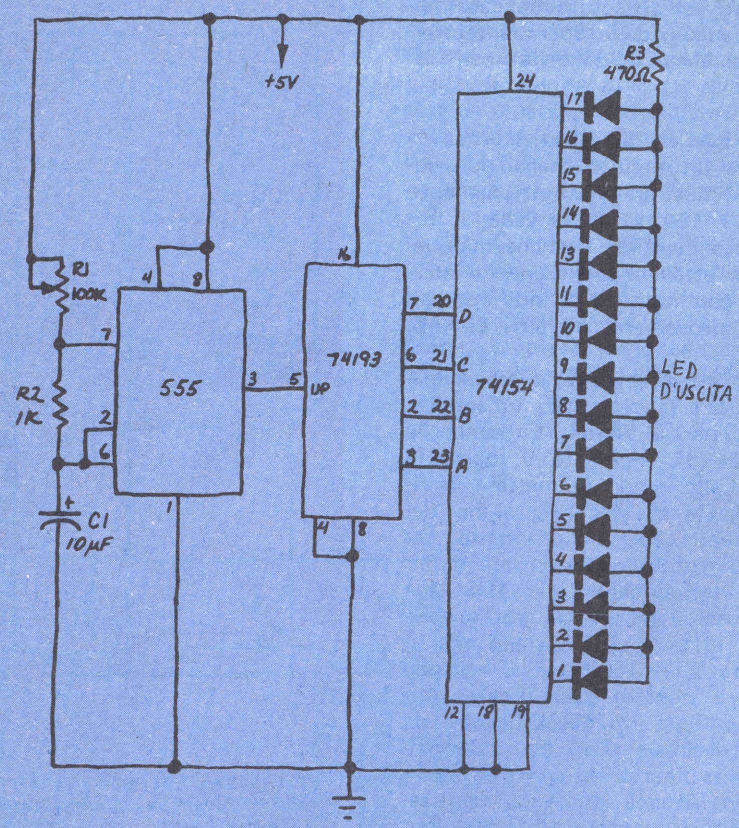


Fig. 7 - Circuito sequenziatore 1 di 16.

intervallo casuale, l'interruttore a levetta. Non appena si accende il primo LED, si prema il pulsante per fermare il generatore di cadenza. Il numero dei LED accesi indica il tempo di reazione.

Come si può calibrare il circuito per indicare 50 ms per LED? Si può usare un oscilloscopio con base dei tempi orizzontale calibrata, oppure anche un cronometro regolando R1 fino a che il primo LED si accende ogni 0,8 s mentre il contatore è in funzione. Ogni LED, allora, indicherà 1/16 di 0,8 s, ossia 50 ms.

Sequenziatore programmabile - Il contatore 74193 ha un piedino molto utile, detto "di chiarificazione", il quale viene di solito tenuto basso collegandolo a massa. Se il piedino di chiarificazione diviene alto, immediatamente il contatore si riporta o chiarifica a 0000.

Questa caratteristiche rende possibile realizzare un sequenziatore digitale programmabile. Ad esempio, volendo sequenziare solo le prime dieci delle sedici uscite del 74154, si colleghi semplicemente, attraverso un invertitore, l'undicesima uscita al piedino di chiarificazione del 74193. Non appena l'undicesima uscita diviene bassa, l'entrata di chiarificazione del 74193 va alta e riporta il contatore a 0000. Il ciclo ricomincia poi dall'indirizzo 0000.

★

Convertitore cc/cc miniatura

I moltiplicatori di tensione realizzati con una rete di diodi e condensatori costituiscono un semplice mezzo per ottenere una tensione continua di valore elevato a partire da una tensione alternata di valore relativamente basso.

I moltiplicatori di tensione devono essere costruiti in forma miniaturizzata; la *fig. 1* mostra due piccoli moltiplicatori, montati su supporti con piedini del tipo dual-in-line. Il circuito piú in alto è formato da quattro coppie diodo-condensatore, collegate in modo da moltiplicare per 4 la tensione; quello piú in basso è costituito invece da otto coppie diodo-condensatore. Una volta chiusi con il loro coperchietto di plastica, questi dispositivi non sono molto piú ingombranti di un circuito integrato con contenitore del tipo dual-in-line a sedici piedini.

La *fig. 2* mostra lo schema elettrico ed i dettagli costruttivi del moltiplicatore a quattro stadi rappresentato in alto nella *fig. 1*. Nel moltiplicatore ad otto stadi è stata invece utilizzata una catena di moltiplicatori di tensione in cascata. In teoria, ogni stadio diodo-condensatore dovrebbe aggiungere alla tensione d'uscita un contributo di valore approssimativamente pari alla tensione di ingresso. In pratica, invece l'effettivo valore di tensione che si trova all'uscita dipende sia dalle dimensioni dei condensatori sia dalla frequenza della tensione d'ingresso.

Il circuito a quattro stadi fa uso di condensatori miniatura al tantalio da 4,7 μF ed ha un fattore di moltiplicazione, con uscita a circuito aperto, di 2,5. Il circuito ad otto stadi utilizza condensatori ceramici da 0,005 μF ed ha un fattore di moltiplicazione a circuito aperto di 3,5. Questi fattori di moltiplicazione sono stati misurati applicando all'ingresso dei due circuiti un'onda quadra con frequenza di 100 kHz.

Questi moltiplicatori miniaturizzati possono essere alimentati entrambi con un oscillatore ad audiofrequenza costruito con un amplificatore operazionale, un temporizzatore 555 o con poche porte logiche collegate in modo da realizzare un multivibratore asta-

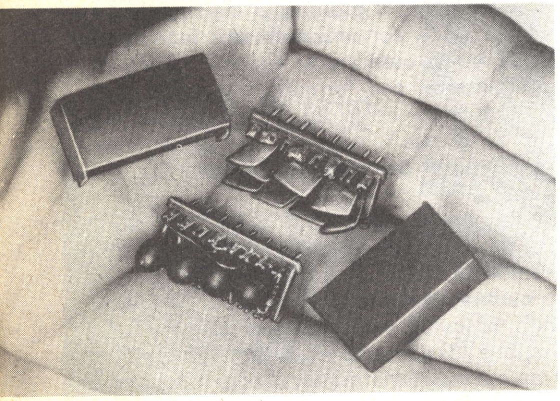


Fig. 1 - Due moltiplicatori in contenitori del tipo dual-in-line.

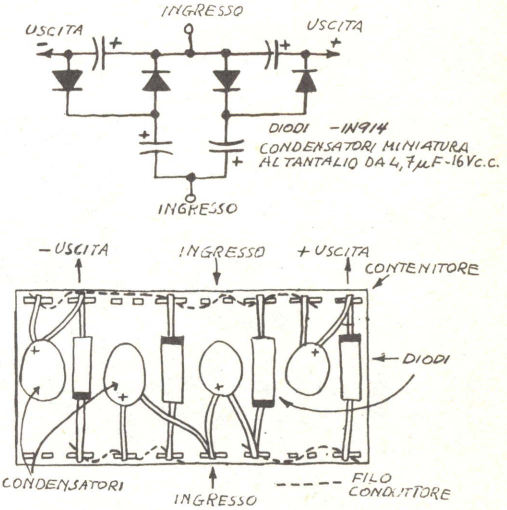


Fig. 2 - Schema elettrico e dettagli costruttivi di un moltiplicatore di tensione miniaturizzato a quattro stadi.

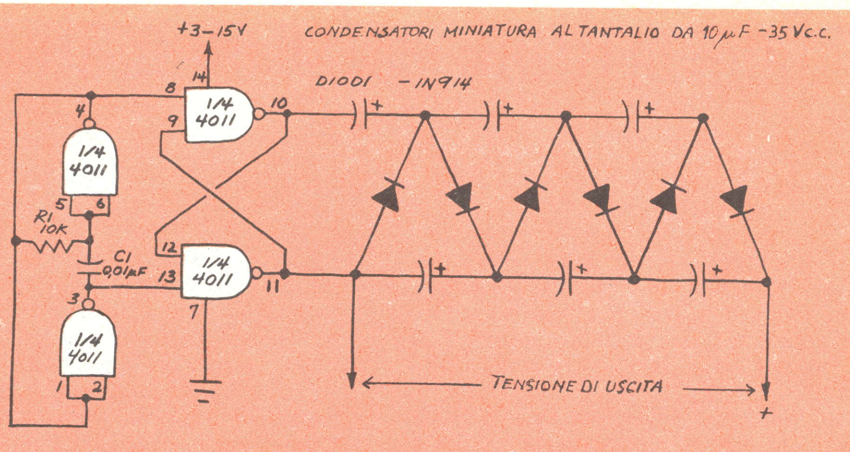


Fig. 3 - Circuito elevatore di tensione continua miniaturizzato.

bile.

Un altro circuito facile da costruire è l'elevatore di tensione continua mostrato nella *fig. 3*; esso incorpora il proprio oscillatore, composto da quattro porte contenute in un circuito integrato 4011, ed un moltiplicatore di tensione a sei stadi. Il prototipo di questo circuito è stato montato su una piccola piastrina perforata, lunga appena il doppio di un circuito integrato del tipo dual-in-line a sedici piedini; è però possibile modificare a piacere la disposizione dei componenti, in modo da soddisfare le proprie esigenze di spazio.

Se si vuole realizzare una versione del circuito estremamente miniaturizzata, si usi una piastrina perforata del tipo di quelle che hanno una piccola zona di rame in corrispondenza di ogni foro. Prima di mettere i componenti sulla piastrina, seguendo lo schema elettrico, si facciano correre sottili fili conduttori tra i vari fori sui quali dovrà poi essere montato il circuito integrato, tenendo presente che tali fili devono essere sistemati sulla superficie superiore della piastrina.

Dopo che tutti i fili sono stati sistemati, si inserisca il circuito integrato (appoggiandolo sopra i fili) e si saldi ciascuno dei suoi piedini alla relativa zona di rame, saldando insieme anche i fili. Si abbia cura, nel maneggiare e nel saldare il circuito integrato, di adottare tutti gli accorgimenti richiesti dai circuiti CMOS, al fine di non danneggiare il circuito integrato stesso.

Si completi il montaggio installando il resistore ed il condensatore che fanno parte del circuito oscillatore, nonché i diodi ed i condensatori che formano il moltiplicatore. Il prototipo costruito è presentato nella *fig. 4*; in essa il resistore ed i sei diodi non sono visibili perché nascosti sotto i condensatori.

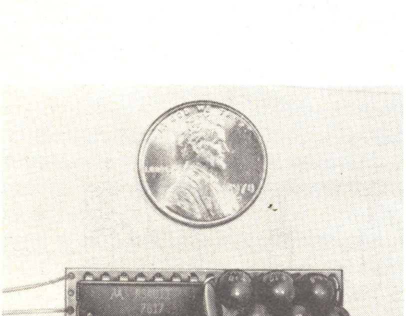


Fig. 4 - Prototipo montato del circuito della fig. 3.

Questo circuito moltiplica la tensione continua presente al suo ingresso (di valore compreso tra 3 V e 15 V) per un fattore approssimativamente pari a 5 (con il circuito non caricato); esso rappresenta perciò la soluzione ideale per circuiti miniaturizzati che impieghino rivelatori a valanga, diodi a quattro strati ed altri componenti che richiedono una tensione di polarizzazione compresa tra 15 V e 75 V. ★

BUONE OCCASIONI

Le risposte alle inserzioni devono essere inviate direttamente all'indirizzo indicato su ciascun annuncio.

VENDESI ottimo ricetrasmettitore Belcom mod. P5230 5 W - 23 canali CB. Completo, usato tre volte, al miglior offerente. Paolo Bonini, via Milazzo, 19 - 24100 Bergamo.

CERCO braccio per testina Lenco M94/S stereofonica. Per accordi scrivere a Paolo Felici, via della Repubblica, 58 - 63017 Porto S. Giorgio (Ascoli Piceno).

VENDO 5 annate di selezione radio TV. Accetto in cambio altre riviste di elettronica. Per informazioni scrivere a: Gianluigi Treglia, via Asmara, 5 - 73024 Morigino di Maglie (Lecce).

ALLIEVO S.R.E. Corso Elettronica Industriale e Elettrotecnica eseguirebbe a domicilio montaggi elettrici e elettronici. Scrivere a Mario Saladini, via Roma - 24012 Brembilla (Bergamo).

ESEGUO a mio domicilio montaggi e riparazioni di apparecchiature elettroniche, per tutto il Piemonte. Allievo della S.R.E. Telefonare al n. 85.604 (0172) dalle 19 alle 20 o dalle 13,30 alle 16 o scrivere a Roberto Bertone, via Conceria, 20 - 12035 Racconigi (Cuneo).

VENDO generatore variabile da 450 kHz a 1600 kHz con uscita BF 400 Hz a L. 10.000 piú voltmetro elettronico della Amtron perfetto a L. 18.000. Franco Isetti, via Felino, 20 - 43100 Parma.

L'ANGOLO DEGLI INCONTRI

Riservato ai Lettori ed Allievi che desiderano conoscerne altri: a tutti buon incontro!

Francesco Aloisi, via Schipani, 112 - 88100 Catanzaro.

Vecchio allievo S.R.E. corrisponderebbe con ragazzi allievi S.R.E. dai 25 ai 40 anni, emiliani-romagnoli, scopo amicizia e scambio idee. Giuliano Commissari, via Poggio, 505 - 40024 Castel San Pietro (Bologna).

Corrispondo con allievi che frequentino il Corso Radio Stereo a transistori. Roberto Mabilia, via Ruoppolo, 61/c - 80128 Napoli.

MODULO PER INSERZIONE

6/80

- Le inserzioni in questa rubrica prevedono offerte di lavoro, cambi di materiale, proposte in genere, ricerche di corrispondenza, ecc., sono assolutamente gratuite e non devono superare le 50 parole. Verranno cestinate le lettere non inerenti al carattere della nostra Rivista.
- Ritagliate la scheda ed inviatela in busta chiusa a: **Radiorama**, Segreteria di Redazione - Sezione corrispondenza - via Stellone, 5 - 10126 Torino.

SCRIVERE IN STAMPATELLO

....

....

....

....

....

....

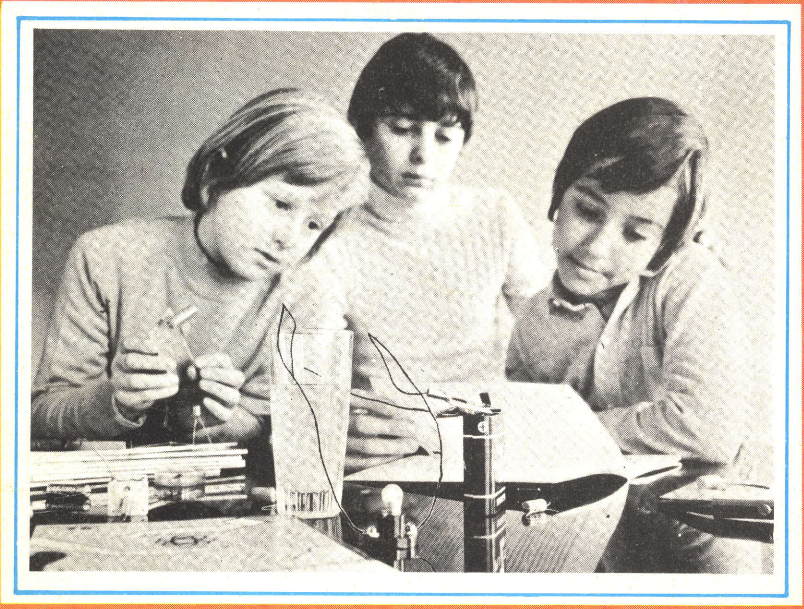
....

Indirizzo: ....


DIORA


CORSO DI
FOTOGRAFIA
per corrispondenza
Presa d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391
QUESTI SONO SOLO ALCUNI
DEGLI ARGOMENTI TRAT-
TATI NEL CORSO DI FO-
TOGRAFIA. RICHIEDA
SENZA ALCUN IMPE-
GNO DA PARTE SUA
DETTAGLIATE IN-
FORMAZIONI SUL
CORSO DI FOTO-
GRAFIA SCRI-
VENDO A
tecnica di ripresa
e di stampa
ingrandimento
sviluppo del
colore
smaltatura
ecc.
Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5/633
Tel. (011) 674432

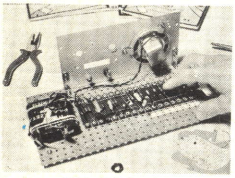
ELETTRONICA



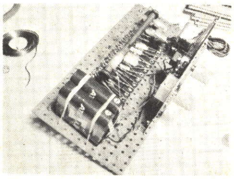
scienza o magia?

Due fili in un bicchiere d'acqua e... la lampadina si accende.
È opera di un mago? No.
Potrà essere opera vostra quando avrete esplorato a fondo i misteri di una scienza affascinante: l'**ELETTRONICA.**
Chi, al giorno d'oggi, non desidera esplorare questo campo?
Addentratevi dunque nei segreti dell'elettronica sotto la guida della **SCUOLA RADIO ELETTRA,** che propone oggi un nuovo, interessante Corso per corrispondenza: **SPERIMENTATORE ELETTRONICO.**
Tutti possono trovare nel Corso innumerevoli spunti di passatempo o di specializzazione futura.

MONTERETE TRA L'ALTRO



UN ORGANO ELETTRONICO



UN RICEVITORE MA

Genitori, insegnanti, amici vedranno con sorpresa i ragazzi ottenere un'ottima preparazione tecnico-scientifica, senza fatica e divertendosi, grazie alle **16 appassionanti lezioni del Corso SPERIMENTATORE ELETTRONICO**
Queste, arricchite da **250 componenti,** permettono di compiere più di **70 esperimenti** e di realizzare apparecchi di alta qualità (fra gli altri, un organo elettronico, un interfono, un ricevitore MA, un giradischi) che **resteranno di proprietà dell'Allievo.**
E non c'è pericolo di scosse elettriche: tutti i circuiti funzionano con bassa tensione fornita da batterie da 4,5 volt.
Richiedete oggi stesso, senza alcun impegno da parte vostra, più ampie e dettagliate informazioni sul CORSO SPERIMENTATORE ELETTRONICO.

Scrivete alla

Presa d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391

Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5/ 633
Tel. (011) 674432

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA